ANNO I • NUM. 10

OTTOBRE 1946

ELETTRONICA

LIRE 90

IN QUESTO NUMERO

ORGANO UFFICIALE DEL RADIO CLUB PIEMONTE

ANNO I
NUM. 10

OTTOBRE
1946

ELETTRONICA

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Organo Ufficiale del «Radio Club Piemonte»

SOMMARIO

REDAZIONE E AMMINISTRAZIONE . TORINO . Corso G. Matteotti 46 . Tel. 42.514 (Sede provvisoria)

Conto Corrente Postale n. 2/30126 - Autorizzazione P. 325 A.P.B.

Un numero in Italia L. 90 (arretrato L. 150); all'Estero L. 180 (arretrato L. 300)

ABBONAMENTI: Annuo in Italia L. 900; all'Estero L. 1800; Semestre in Italia L. 500; all'Estero L. 1000

NOTIZIARIO DEL RADIO CLUB PIEMONTE

Un'altra tappa raggiunta

E' aperta ai Soci del Radio Club Piemonte la nuova Sede! è bella dotata di bar, sala di soggiorno, biblioteca e i progetti in elaborazione vanno ancora più in là. Presto vi sarà un laboratorio ottimamente attrezzato che sarà messo a disposizione dei Soci, studieremo la possibilità di fare dei corsi per radiotecnici e radioriparatori, ecc.

Come vedete il programma è promettente, ma se tutto questo è importante non basta e non è tutto, bisogna che la nostra Sede viva, e per farla vivere occorre che tutti la frequentino, sì che a poco a poco fra i Soci si venga a creare quella conoscenza e stima che farà cadere tanti preconcetti e diffidenze.

La nostra Sede non dovrà essere esclusivamente un freddo locale dove si svolgono noiose pratiche burocratiche, ma dovrà essere un po' la casa di tutti coloro che dalla radio traggono fonte di lavoro e di passione.

Occorre innanzi tutto, ora che ci è dato modo e libertà di farlo, formarci una coscienza associativa, perchè abbiamo constatato che questa manca assolutamente, di ciò non facciamo colpa a nessuno. In questi ultimi tempi si sono viste troppe associazioni, circoli ecc. nascere con roboanti programmi, per poi finire nel nulla, questo è servito ad aumentare la già esistente diffidenza, che oggi dobbiamo combattere per poter avere quella coesione necessaria, onde poter realmente creare qualche cosa di duraturo e soprattutto utile. Il modo migliore per riuscire è quello di imparare a conoscerci, e diciamo pure a sopportarci, smettendola una buona volta, di vedere nel concorrente un nemico.

Abbiamo creato una libera Associazione, abbiamo dato ad essa una Sede, ma tutto questo non servirebbe a nulla se gli interessati non comprendessero che un'Associazione è forte se il numero dei suoi aderenti è grande; è inutile pretendere da questa se prima non le si dà l'appoggio della propria adesione.

Si nota purtroppo un deprecabile assenteismo che non può essere spiegato che da un senso di meschino egoismo che non tarderà a ricadere sugli stessi nelle forme meno attese.

Desideriamo che coloro che amano vivere nel proprio guscio, comprendano e valutino con animo scevro da ogni preconcetto il senso di quanto esposto, e allora anche i più diffidenti e riottosi daranno sicuramente il loro aiuto fattivo e volenteroso affinchè la categoria alla quale appartengono raggiunga quell'elevazione che è negli intendimenti di chi realmente ama il proprio lavoro.

Se tutti sapessero quante lotte e quanti sacrifici è costata quella che dovrà essere la nostra casa l'amerebbero come l'amiamo noi che ad essa abbiamo dato la nostra opera onde sorgesse bella, accogliente, ospitale.

Frequentatela amici della Radio. In essa vi dovrete ritrovare!

Noi l'abbiamo creata, voi fatela vivere. Essa vi aspetta e Vi diamo un augurevole arrivederci in Sede.

P. G. Portino

Nostro Rappresentante in Argentina: **ASSOCIACION ARGENTINA DE ELECTRO-TECNICOS . BUENOS AIRES**

Nostro Corrispondente pubblicitario in Inghilterra: **THE CARLTON BERRY COMPANY . LONDRA**

NOTIZIARIO COMMERCIALE

IL CONVEGNO DEI COMMERCIANTI INDUSTRIALI E TECNICI DELLA RADIO

Il giorno 20 con la visita alla Fiera di Milano si è aperto ufficialmente il Convegno fra Commercianti, Industriali, e Tecnici della Radio, indetto dall'A.N.C.R.A.

I congressisti nel pomeriggio sono stati invitati dalla FIVRE, la quale, dopo aver fatto visitare lo stabilimento, accompagnati dai Dirigenti Tecnici, prof. Piatti, ing. Rochat, ing. Cannas, ha offerto un signorile rinfresco.

Quindi, guidati dai Dirigenti della RAI, i congressisti si recarono a Siziano per visitare gli impianti trasmittenti.

Il giorno 21 nei locali dell'Associazione Commercianti di Milano si sono iniziati i lavori del Convegno.

Il Presidente dell'A.N.C.R.A. sig. Portino di Torino ha aperto i lavori con un cenno di saluto ai convenuti, auspicando che le diverse categorie, unite dal fine comune, possano portare la Radio Italiana a quel posto che le compete.

Si susseguirono vari oratori: l'ing. De Cataldo di Roma improvvisò una dissertazione sul commercio riscuotendo l'approvazione dei presenti.

Il sig. Mohwinckel, quale rappresentante degli industriali, entrò nel vivo della questione circa la produzione industriale, rispondendo esaurientemente alle varie interrogazioni postegli.

Il sig. Grigolato di Milano toccò magistralmente i rapporti tra l'Industria e il Commercio.

L'ing. Gnesutta di Milano esplorò il campo tecnico, ed espose con chiarezza la situazione dei Tecnici, facendone risaltare la carenza specie nei giovani, carenza dovuta oltre che a questi tristi anni di guerra, alla mancanza di scuole e di laboratori sperimentali. Esso chiarì quindi ai convenuti la situazione della modulazione di frequenza, invitando a non farsi soverchie illusioni circa l'immediata applicazione di questa nel campo commerciale.

L'ing. Lentini espose la necessità e la posizione dei Commissionari.

Il rag. Ratellini della C.G.E. illustrò panoramicamente la situazione odierna del Commercio Radio sotto il punto di vista industriale.

L'ing. Sponzilli della RAI dopo aver dettagliatamente enumerati i danni subiti dall'Ente durante la guerra, espose il programma ricostruttivo della stessa.

In seguito è stata aperta la libera discussione sulle varie relazioni lette, e ne è venuto un vivo scambio di proposte, che sicuramente daranno i frutti che sono nei desideri di tutti.

I lavori si sono chiusi con l'augurio che i contatti tra le varie categorie interessate siano frequenti.

Il giorno 22 la RAI, dopo mezz'ora di trasmissione offerta in occasione del convegno, ha invitato i convenuti ad un rinfresco, dove tra i dirigenti della Stazione di Milano, ing. Totino e dott. Bagnoli, e tutti gli esponenti del commercio sono state scambiate parole d'augurio per una reciproca fattiva collaborazione.

Il convegno si è chiuso quindi con una riunione dell'Esecutivo dell'A.N.C.R.A., il quale a termine dei lavori, ha dato il seguente comunicato:

« I giorni 20-21-22 corr. si è tenuto a Milano un Convegno Nazionale fra Commercianti, industriali e Tecnici della radio, per l'esame dei principali problemi della radiofonia italiana.

« Al Convegno ha partecipato anche la RAI la quale ha esposto la situazione attuale dei suoi impianti ed il proprio programma ricostruttivo.

« I Commercianti hanno fra l'altro preso in accurato esame l'azione in corso per la modifica della vigente legislazione radiofonica.

« Udita la relazione in merito ai lavori svolti dalla Commissione all'uopo creata presso il Ministero delle Finanze, i Commercianti hanno plaudito all'opera svolta dai loro rappresentanti, ribadendo il concetto che la legge debba essere modificata con la soppressione del registro di scarico mod. 101 e dei relativi oneri incombenti a carico dei Commercianti Radio escludendo ogni altra assunzione di obblighi da parte dei Commercianti medesimi.

« Il Convegno ha manifestato la propria soddisfazione per l'azione collaboratrice svolta a tal fine dalla RAI ed ha rafforzato la propria volontà di procedere nell'avvenire nella migliore identità d'intenti con la RAI per lo sviluppo ed il successo della radiofonia in Italia ».

N. d. r. — Ci auguriamo che il contenuto del Comunicato venga portato sul piano pratico, richiamiamo però l'attenzione dei Commercianti sul fatto che, affinchè le buone iniziative abbiano successo, occorre che tutti sentano la necessità di portare il loro contributo, e non siano degli assenteisti, o peggio ancora dei sabotatori dell'opera di chi intende lavorare.

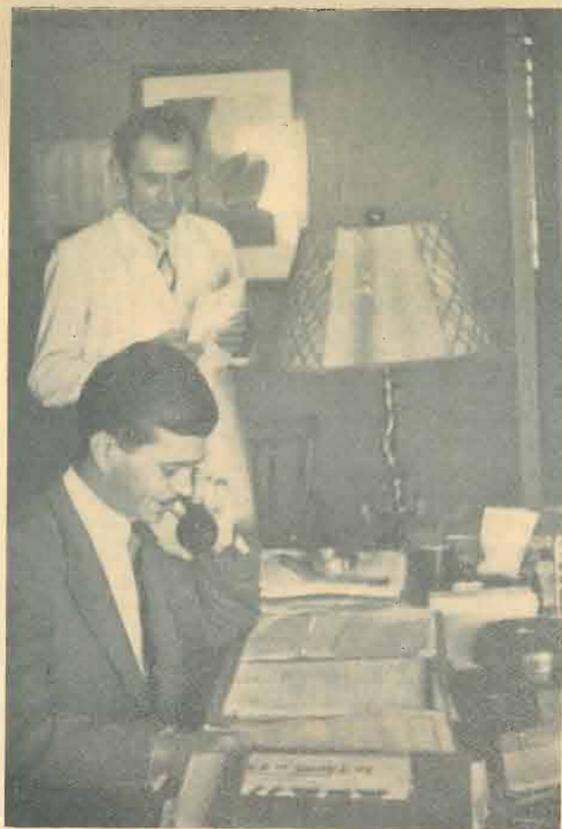
Da « Radio Commercio Piemonte ».

VENDITE RATEALI

Da parecchio si è nuovamente iniziata la vendita rateale, segno questo che il mercato sta orizzontandosi verso una normalizzazione. Purtroppo queste vendite sono fatte in modo che lasciano libero campo agli acquirenti poco scrupolosi, e su certi sistemi di vendita noi facciamo le dovute riserve e vorremmo vedere i risultati fra i 12 o meglio fra 24 mesi.

Fatta questa premessa e ricordando che il Codice Commerciale, odierno non tutela il riservato dominio se non con particolari precauzioni, che il più delle volte il commerciante trascura, il « Radio Club Piemonte » ha dato incarico ad un Commercialista di studiare a fondo la questione, e quindi preparare un contratto tipo che realmente cauteli il venditore da sorprese. Questo contratto sarà messo a disposizione dei Soci, con il vantaggio che diventerà norma generale e rappresenterà pertanto base normativa per tutti uguale il che sarà certamente un vantaggio non indifferente.

Il sig. Portino ha esposto tale iniziativa al Convegno di Milano e l'esecutivo dell'A.N.C.R.A. ha deciso di estendere l'iniziativa sul piano Nazionale.

Inoltre è allo studio con un importante Istituto Finanziario, un contratto che assicuri il rischio delle vendite rateali tramite la nostra Associazione, il che darebbe ai Soci un utile non trascurabile specie a quelli che non dispongono di troppo circolante.

L'ing. Geloso nel suo ufficio. Accanto a lui il sig. Favilla Direttore dell'Ufficio Propaganda, nonchè compilatore del ben conosciuto bollettino tecnico «Geloso».

Ad ogni modo questi problemi saranno portati in discussione alla prossima assemblea.

Da « Radio Commercio Piemonte ».

I PREMI DEL NOSTRO CONCORSO AUMENTATI

La Direzione di « Elettronica » è lieta di segnalare ai suoi lettori il generoso gesto dell'ing. Geloso che spontaneamente, ben comprendendo il valore del nostro concorso, ha voluto contribuire con Sua offerta personale di lire 50 000 ad aumentare l'importo dei premi che raggiungono così la cifra di lire 100 000.

Ringraziamo vivamente l'ing. Geloso anche a nome dei lettori di « Elettronica » ed in modo particolare di quelli che hanno intenzione di partecipare al concorso.

Comunichiamo inoltre che la Ditta Aladina Radio di Torino ha offerto una scatola di montaggio per un apparecchio a 5 valvole. Anche ad essa giungano i nostri più vivi ringraziamenti per il simpatico gesto.

I PREMI PER ABBONAMENTI ALLE RADIO AUDIZIONI

La Direzione della RAI comunica che il premio attualmente corrisposto per la presentazione di ogni nuovo abbonato alle radioaudizioni viene elevato da L. 50 a L. 100 a partire dal 1° ottobre 1946.

Mentre ringraziamo la Direzione della RAI diamo atto alla stessa per aver così prontamente aderito alla richiesta che il signor Portino aveva fatto in seno alla commissione.

I CINQUE ABBONAMENTI GRATUITI DI QUESTO MESE

L'annuncio che la Direzione ha deciso di offrire 5 *abbonamenti annuali* gratuiti estratti a sorte fra gli *abbonati e i prenotati* (prenotazione che si può effettuare direttamente per ciascun fascicolo al *prezzo ridotto di* L. 65) è comparso solo nel fascicolo precedente (n. 9 settembre p. 332). Ciò nonostante, date le numerose prenotazioni e specialmente il forte incremento degli abbonamenti di queste ultime settimane abbiamo deciso di iniziare l'estrazione fin da questo numero.

Ecco l'esito dell'estrazione, effettuata secondo le norme stabilite il 10 ottobre 1946:

Sig. Pomarici Angelo - Via Piave 5. Torino.
Sig. Borgnino Luigi - Lu Monferrato.
Sig. Rossetto Dante - Viale Rimembranza 8. Pinerolo.
Ditta Pulvirenti Francesco - Via Minoliti 1. Catania.
Sig. Bilato rag. Ferruccio - Via Umberto I. 14. Padova.

Ricordiamo agli altri lettori che anch'essi possono partecipare mensilmente a questo concorso abbonandosi alla Rivista oppure prenotando di volta in volta il numero della Rivista, inviando direttamente (a mezzo vaglia, assegno, o mediante versamento sul c/c postale 2/30126) *il prezzo ridotto di* L. 65. Per partecipare all'estrazione occorre che la prenotazione pervenga alla redazione entro il 10 del mese relativo al fascicolo prenotato.

COMUNICATO DELLA DIREZIONE

Stante le numerose lettere che ci pervengono, preghiamo i lettori che si rivolgono a noi per qualsiasi informazione, di voler unire l'importo per rimborso spese postali.

«RADIO CRAFT»

Con riferimento ai comunicati apparsi sui numeri precedenti (v. « Elettronica », n. 6, p. 214 e n. 7, p. 254) riguardanti « Radio Craft », rendiamo noto che tutti coloro che desiderassero abbonarsi alla sopra citata rivista possono rivolgersi alla nostra Direzione.

SCAMBIO DI RIVISTE

In un accordo intercorso con la Philips di Eindhoven stabilito attraverso la sua Sede di Milano si è addivenuti allo scambio della nostra Rivista con la « *Revue Technique Philips* ». Ai numerosi scambi ormai stabiliti specie con le Riviste americane si aggiunge anche quello di questa Rivista, la cui importanza deriva dal grandioso complesso industriale che sta alle sue spalle. Essa è ben nota per la chiarezza, semplicità e originalità dei suoi articoli che abbastanza frequentemente interessano la tecnica elettronica. La « *Revue Tecnique Philips* » ha ripreso le pubblicazioni interrotte per gli eventi bellici, all'inizio del corrente anno. Alla nostra redazione sono finora pervenuti i primi cinque numeri (dal gennaio al maggio) e non mancheremo di segnalare nella « Rassegna della stampa elettronica gli articoli più interessanti che riguardano la radiotecnica.

NOTE DI REDAZIONE

FIERA DI MILANO. Parlare ora diffusamente della Fiera di Milano, dopo tutto quello che è stato ormai detto e scritto, non è forse più il caso. Mi limiterò quindi a poche osservazioni che mi sembrano di una certa importanza. In altra parte della Rivista viene completata la rassegna dei prodotti esposti.

Le previsioni fatte e l'augurio espresso nelle «Note di redazione» del numero precedente sono state superate dai fatti. Invero, anche se la Fiera non ha consentito di far conoscere al pubblico ed ai tecnici la maggior parte delle nuove applicazioni della tecnica elettronica, dal radar alla modulazione ad impulsi, dalla televisione ai moderni mezzi di radionavigazione ecc., almeno la nuova tecnica della **modulazione di frequenza** era rappresentata abbastanza bene, sia per l'installazione di una trasmittente per opera della Magneti Marelli, sia per la presenza di più d'un modello di ricevitore per onde a M. F. In realtà tali apparecchiature non erano in funzione (pare che alla stazione della Marelli sia stato vietato di trasmettere dalla R.A.I. unica concessionaria per le audizioni circolari) tuttavia esse dimostrano che in questo campo numerosi nostri tecnici hanno già da tempo seriamente incominciato a lavorare. Circa lo sviluppo e la diffusione in Italia di questo nuovo tipo di modulazione rimango sempre dell'opinione espressa nelle Note di redazione del n. 6 di «Elettronica» (p. 215), cioè piuttosto scettico per quanto si riferisce ai prossimi anni. Ciò non vuol dire invece che tale problema non abbia ad interessare una cerchia di tecnici e di dilettanti sempre più larga.

Una vera moltitudine di **forni a radiofrequenza** erano esposti sia nel padiglione della Radio, sia in quello della Meccanica. La maggior parte di essi sono di costruzione nazionale. A tale proposito ho potuto notare che la frequenza di lavoro (come era da prevedersi a causa del fatto che ogni costruttore ha lavorato all'insaputa degli altri) era diversa per ciascuna apparecchiatura presentata, spaziando in un campo vastissimo dalle onde decimetriche alle onde medie usate nella radiodiffusione. **Questo è un gravissimo inconveniente a tutto danno della radiodiffusione.** Infatti, poichè è prevedibile che tali apparecchiature abbiano una rapida e considerevole diffusione, lascio immaginare al lettore la delizia di abitare in vicinanza di un oscillatore da parecchie decine di chilowatt che funzioni nel campo delle onde medie e magari proprio in vicinanza della lunghezza d'onda del trasmettitore più ascoltato, quello locale per esempio. E' in tempo, **cioè subito,** che bisogna provvedere ad evitare che i già numerosi disturbi industriali, che rappresentano una grave limitazione alla buona ricezione, abbiano a ricevere ulteriore e importantissimo impulso.

Nel campo dei radioricevitori non vi sono notevoli novità da segnalare. Parecchie Ditte, fra le più note e quotate hanno esposto **ricevitori di classe** con più altoparlanti, alimentati per lo più da canali di amplificazione a B.F. separati. Spesso tali ricevitori fanno uso di gruppi ad alta frequenza del tipo a tamburo.

Per quel che riguarda il volume di affari combinato alla Fiera è ormai a tutti noto che esso è stato al di sopra di ogni previsione. Molti sostengono che si tratta di una ripresa fittizia dovuta al pericolo dell'ulteriore diminuzione della capacità di acquisto della lira. Può darsi che anche questo sia in parte vero, ciò nonostante l'effetto «catalizzatore» provocato dalla Fiera non può, in definitiva, che essere tornato utile alla ripresa del lavoro nelle nostre industrie.

CONCORSO DI «ELETTRONICA». Come è annunciato in altra parte della Rivista la cifra disponibile per i premi da assegnare al concorso che «Elettronica» è in procinto di bandire fra i radiotecnici e i radioamatori, è aumentata e forse aumenterà ulteriormente. Questa è la ragione per la quale non è possibile pubblicare fin da questo numero il bando completo, che comparirà senza dubbio nel prossimo numero. Tuttavia anche allo scopo di sollecitare gli interessati a mettersi subito al lavoro, si ritiene opportuno fornire fin d'ora qualche anticipazione.

Tema. Per allargare la partecipazione al maggior numero di radioamatori non verrà fissato un tema ristretto. Potranno quindi concorrere tutte le apparecchiature o realizzazioni che siano di attualità, che presentino qualche originalità nel progetto o nella costruzione; per esempio trasmettitori dilettantistici, stazioni di ascolto per radioamatori, ricevitori a modulazione di frequenza, strumenti da laboratorio, ecc.

Partecipazione e primo esame. Occorrerà inviare una descrizione adatta per la pubblicazione sulla rivista. Tutte le descrizioni ritenute idonee verranno subito premiate, senza attendere la scadenza del concorso, con un premio fisso. Il concorrente verrà subito avvertito della riconosciuta idoneità della sua apparecchiatura a partecipare alla seconda parte del concorso dotata dei premi maggiori. Di tutte le apparecchiature che avranno superato questo primo esame a premio la Rivista pubblicherà, secondo l'opportunità, o un breve cenno riassuntivo o l'intera descrizione. In questo secondo caso la pubblicazione verrà compensata come tutti gli altri articoli.

Secondo esame. Le apparecchiature premiate al primo esame potranno partecipare al secondo inviando un esemplare dell'apparecchio eseguito (che verrà restituito a concorso ultimato) concorrendo così ai premi maggiori. I vincitori avranno molta probabilità di poter collocare industrialmente i loro ritrovati.

Con questo concorso «Elettronica» intende stimolare l'emulazione e la passione dei radioamatori italiani, e, se il risultato sarà favorevole, essa troverà la sua maggiore soddisfazione nel raggiungimento di questo scopo. Ad essa non rimane che augurare a tutti i suoi amici: buon lavoro.

G. D.

GENERATORE DI OSCILLAZIONI SINOIDALI A RESISTENZA-CAPACITÀ (*)

dott. ing. GIUSEPPE ZANARINI

SOMMARIO. Viene descritto un generatore di oscillazioni a B.F. *di semplice attuazione, le cui caratteristiche sono tali da consentirne un impiego molto generale che si estende anche a misure di carattere delicato come ad esempio quelle di distorsione non lineare.*
Il generatore, infatti, è in grado di erogare, su una resistenza del carico non inferiore a 10 kΩ, *una tensione alternativa di* 30 ÷ 40 *volt-punta con frequenza regolabile tra circa* 30 *e* 30000 Hz *e con un contenuto di armoniche che non supera qualche millesimo dell'ampiezza della frequenza fondamentale. L'articolo comprende una discussione del principio di funzionamento, che si è cercato di rendere chiara e semplice in relazione alla complessità dell'argomento, e la descrizione, completa di dati costruttivi, di uno strumento realizzato praticamente.*

Generalità.

Una importante categoria di strumenti, il cui impiego sembra destinato a raggiungere una grande diffusione, è rappresentata dai generatori di oscillazioni a B.F. a resistenza capacità, i quali, pur non essendo nuovi come principio, soltanto in tempi relativamente recenti sono stati perfezionati al punto da potere vittoriosamente competere, in molte applicazioni, con il ben noto generatore a battimenti.

Il funzionamento di tali generatori, la cui semplicità circuitale è notevole, è basato sull'impiego di reti selettive, costituite esclusivamente di capacità e di resistenze le quali, inserite in un circuito rigenerativo comprendente un amplificatore aperiodico, stabiliscono condizioni preferenziali di autoscillazione per una frequenza che risulta principalmente funzione dei parametri della rete.

Le reti selettive che possono essere usate per questo scopo sono diverse ed i risultati che possono ottenersi sono presso a poco equivalenti: una di esse però, proposta da H. H. Scott, si presta particolarmente per l'attuazione di circuiti molto semplici che richiedono un numero di elementi minimo. Tale rete è trattata in appendice.

Sono stati proposti circuiti comprendenti due e persino un solo tubo elettronico rispondenti alle esigenze di misure di tipo corrente per le quali non viene richiesta una elevata sinoidalità della tensione erogata o una particolare stabilità di frequenza. Esiste però una vasta categoria di misure di laboratorio per le quali tali strumenti non si prestano, principalmente per l'elevato contenuto di armoniche che caratterizza la tensione alternativa da essi erogata. Per l'effettuazione di queste misure è necessario ricorrere a strumenti speciali il cui impiego è generalmente limitato ad un ristretto campo di frequenze e la cui costruzione, notevolmente complessa, è alla portata soltanto di laboratori largamente attrezzati.

Riteniamo quindi utile colmare questa lacuna descrivendo un generatore di oscillazioni a B. F. a resistenza capacità la cui attuazione, relativamente semplice, esige soltanto qualche cura nella scelta e nel montaggio di alcuni elementi, come sarà chiaramente indicato, e le cui caratteristiche sono tali da soddisfare ampiamente alle esigenze delle misure più delicate, quali ad es. le misure di distorsione non lineare, la determinazione di curve di risposta di filtri, reti, ecc.

(*) Pervenuto alla redazione il 10-VI-1946.

Alcune considerazioni sulla forma d'onda e sulla stabilità di frequenza degli oscillatori a resistenza-capacità.

Il contenuto di armoniche relativamente elevato (2÷10 %) che caratterizza la forma d'onda dei tipi più semplici dei generatori a resistenza-capacità, è dovuto essenzialmente al fatto che in essi la stabilizzazione dell'ampiezza dell'oscillazione viene affidata alla non linearità dei tubi elettronici.

In tali circuiti si verifica, infatti, che, in relazione all'iniziale eccesso di reazione, che necessariamente deve sussistere perchè abbia luogo un sicuro innesco delle oscillazioni, l'ampiezza delle medesime si accresce inevitabilmente sino a che un incipiente processo di saturazione dei tubi non ristabilisce l'equilibrio energetico del circuito. Condizioni di funzionamento di questo genere comportano forzatamente una distorsione di non linearità generalmente notevole in quanto viene a mancare l'azione filtrante di circuiti fortemente selettivi, il cui effetto è invece notevolissimo nei generatori a circuiti accordati. La distorsione di non linearità risulta, ovviamente, tanto più elevata quanto maggiore è l'eccesso di reazione iniziale per cui sensibili miglioramenti possono conseguirsi riducendo quest'ultimo; per questa via non possono però ottenersi risultati decisivi perchè, oltrepassando certi limiti la regolazione del grado di reazione diviene estremamente critica ed una perturbazione anche minima può causare il disinnesco delle oscillazioni.

Per quanto si è detto il contenuto di armoniche varia oltre che in funzione del grado di reazione anche al variare delle condizioni di alimentazione dei tubi. Ciò determina un altro inconveniente che si riflette in una incostanza del valore della frequenza generata. È noto infatti che in un circuito rigenerativo in regime di oscillazione permanente, la presenza di armoniche determina una diminuzione della frequenza fondamentale per cui quest'ultima varia al variare delle prime e quindi in funzione sia del grado di reazione, che è generalmente regolabile, sia delle tensioni di alimentazione dei tubi. Tali variazioni pur non essendo in genere molto rilevanti, non consentono tuttavia l'impiego dello strumento per misure di precisione.

Il conseguimento di una elevata sinoidalità della tensione erogata da generatori di questo tipo rappresenta dunque un problema di duplice interesse che può essere risolto senza ricorrere ad una filtrazione della componente fondamentale ([1]).

Ciò può infatti essere ottenuto scegliendo per l'amplificatore aperiodico un circuito caratterizzato da un grado di distorsione molto esiguo e dotando il generatore di un dispositivo atto a regolare automaticamente l'ampiezza dell'oscillazione in guisa che essa non superi il limite massimo consentito da un funzionamento lineare dell'amplificatore.

L'attuazione del dispositivo regolatore, che deve soddisfare alla condizione di non introdurre distorsioni apprezzabili e presentare ad un tempo un grado sufficente di stabilità, costituisce un problema di non facile soluzione (specialmente se ci si propone di scartare a priori sistemi complessi o di critica messa a punto) dato che le due suddette condizioni si trovano in netto contrasto.

Nel caso presente si sono adottati elementi regolatori ad azione termica i quali, correttamente impiegati in unione con opportuni dispositivi stabilizzatori, permettono il raggiungimento di risultati soddisfacenti con un minimo di complicazioni.

Principio e funzionamento del generatore sinoidale.

a) Costituzione del circuito di principio. In base ai criteri esposti nel paragrafo precedente, quando vengono richieste tensioni di erogazione elevate assume una grande importanza, al fine di conseguire un basso contenuto di armoniche, il grado di linearità dell'amplificatore aperiodico.

Per il generatore in oggetto si è quindi scelto un amplificatore tipo «MU» ([2]) che è in grado di erogare tensioni di 40-50 volt-picco con distorsione non lineare dell'ordine del 0,1 ÷ 0,2 %. Come può rilevarsi dallo schema di principio di figura 1, il funzionamento del generatore è basato sull'azione differenziale di due accoppiamenti reattivi di segno opposto applicati tra l'uscita e l'entrata dell'amplificatore e precisamente un'accoppiamento reattivo aperiodico tra i catodi dei due tubi ed un accoppiamento controreattivo selettivo tra il catodo del secondo tubo e la griglia del primo.

L'accoppiamento aperiodico è ottenuto mediante connessione del catodo del I° tubo al centro del partitore costituito dalla resistenza termica R_T e dalla resistenza fissa R_1. Tale partitore è collegato in derivazione all'uscita mediante un condensatore C_1, la cui reattanza deve essere alquanto minore di $R_1 + R_T$ nella gamma di funzionamento. La funzione di C_1 è di impedire che componenti continue della corrente catodica del II° tubo possano fluire nella resistenza termica R_T. Ciò per evitare il verificarsi di continue fluttuazioni dell'ampiezza di oscillazione che, in assenza di C_1, diverrebbe funzione anche della corrente continua catodica del II° tubo e quindi della tensione anodica che non è generalmente abbastanza costante.

([1]) Provvedimento di difficile attuazione, quando la frequenza è variabile con continuità, e di carattere parziale in quanto non elimina l'instabilità di frequenza.

([2]) G. Zanarini: *L'amplificatore tipo* «MU». «Elettronica», I, n. 5, maggio 1946, p. 175-182.

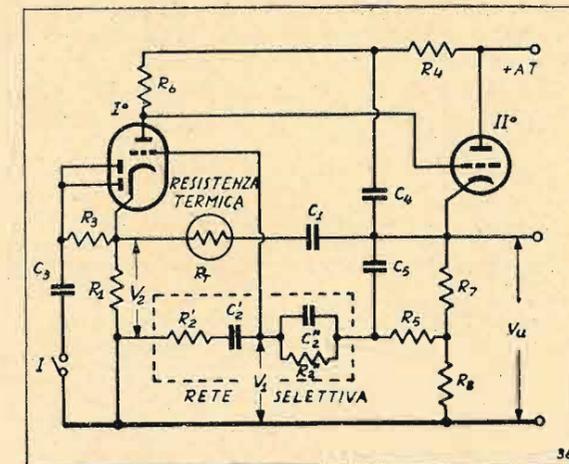



Fig. 1. - Schema di principio del generatore di oscillazioni sinoidali a resistenza-capacità. Tra uscita ed entrata di un amplificatore tipo »MU» sono applicati due collegamenti reattivi di segno opposto. L'accoppiamento positivo (reazione) è aperiodico ed automaticamente regolato dalla resistenza termica R_T; l'accoppiamento negativo (controreazione) è selettivo ed assume il minimo valore per $\omega = 1/(R_2 C_2)$.

Il valore ohmico di R_T cresce con l'aumentare della corrente che in esso fluisce e quindi il grado di reazione diminuisce con l'aumentare dell'ampiezza di oscillazione.

L'accoppiamento controreattivo è invece ottenuto connettendo la griglia del I° tubo al centro di un partitore selettivo a resistenza e capacità del tipo noto e trattato in appendice. Per semplicità si sono adottati elementi resistivi (R_2) e capacitivi (C_2) del medesimo valore. Anche questo partitore è derivato sull'uscita mediante un condensatore C_5 la cui funzione è d'impedire che venga applicata una tensione troppo positiva alla griglia del I° tubo: perchè tale condensatore non influisca sulla frequenza di oscillazione, occorre che sia $C_5 >> C_2$. La resistenza R_5 connessa tra un terminale della rete selettiva ed il centro del partitore $R_7 - R_8$, deve presentare un valore elevato in confronto alla reattanza di C_5. Lungo essa la griglia del I° tubo riceve la tensione positiva adatta per correggere l'eccessiva polarizzazione dovuta alla resistenza catodica R_1. Poichè tale tensione positiva risulta proporzionale alla componente continua della tensione catodica del II° tubo, si determina una reazione negativa la cui efficacia diviene sensibile per frequenze molto basse e inferiori a quella minima di oscillazione del generatore se la costante di tempo $R_5 C_5$ è sufficentemente elevata. Ne derivano una riduzione delle fluttuazioni lente della tensione catodica del II° tubo ed un miglioramento della stabilità del circuito.

Gli elementi R_6, R_4, R_7, C_4, fanno parte dell'amplificatore tipo «MU».

La resistenza R_3 ed il condensatore C_3 fanno invece parte di un dispositivo stabilizzatore la cui funzione sarà chiaramente illustrata in seguito.

b) Funzionamento a regime. Avendo posto $C_5 >> C_2$ e V_u = tensione alternativa di uscita del generatore, dall'analisi del funzionamento della rete selettiva risulta che sulla griglia del I° tubo agisce una tensione V_1 definita (vedi appendice) dalla relazione:

$$[1] \quad V_1 = V_u \frac{2-j\beta}{3-j\beta} \qquad \text{in cui:}$$

$$[2] \quad \beta = \omega_0/\omega - \omega/\omega_0 = \text{dissintonia della rete selettiva}$$

$$[3] \quad \omega_0 = 1/R_2C_2 = \text{pulsazione di sintonia della rete selettiva.}$$

Per $\omega = \omega_0$ risulta $\beta = 0$ e:

$$[4] \quad V_1 = V_{10} = 2/3\, V_u$$

Per $\omega \neq \omega_0$ si ha invece:

$$[5] \quad |V_1| = |V_u| \sqrt{\frac{4+\beta^2}{9+\beta^2}}$$

e quindi per $\beta = \infty$, corrispondente ai valori 0 e ∞ di ω, si ha: $V_1 = V_u$. L'argomento φ_1 di V_1 è dato dalla relazione:

$$[6] \quad \text{tang}\, \varphi_1 = -\frac{\beta}{6+\beta^2}$$

da cui discende che $\varphi_1 = 0$ per $\beta = 0$, ovvero $\omega = \omega_0$, e per $\beta = \pm\infty$ ($\omega = 0$ ed $\omega = \infty$). Il valore massimo di φ_1 si ha per $\beta = \pm\sqrt{6}$ ovvero per $\omega/\omega_0 = \begin{cases} 2{,}806 \\ 0{,}356 \end{cases}$ e vale:

$\varphi_{1\,max} = 11°\,32'$; in corrispondenza di tali valori della dissintonia, cioè per $\varphi_1 = \varphi_{1\,max}$, si ha inoltre:

$$|V_1| = |V_u| \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 0{,}816\,|V_u|.$$

Dalle relazioni precedenti appare chiaramente che la tensione applicata alla griglia del I° tubo, e quindi il fattore di reazione negativa, sono minimi per $\omega = \omega_0 = 1/R_2C_2$. Dato che la reazione positiva è indipendente dalla frequenza (avendo posto $\omega C_1(R_1+R_T) >> 1$), la condizione preferenziale di autoscillazione si verifica dunque per $\omega = \omega_0$, pulsazione in corrispondenza della quale il grado di reazione risulta massimo mentre lo sfasamento è nullo.

Quest'ultima affermazione è vera a condizione che l'amplificatore sia privo di sfasamento; nel nostro caso detta condizione può ritenersi soddisfatta con buona approssimazione dato che per la resistenza di uscita dell'amplificatore tipo «MU» possono facilmente ottenersi valori alquanto minori dell'impedenza della rete selettiva che, per $\omega = \omega_0$, non è ohmica e presenta un argomento di $-45°$ ed un modulo $= 3R_2/\sqrt{2}$. Il ritardo introdotto dalla capacità anodica del I° tubo non produce effetti rilevanti, per frequenze comprese nella gamma acustica, purchè la resistenza differenziale anodica del medesimo non sia troppo elevata. Per questa ragione è conveniente assumere come primo tubo un triodo la cui resistenza interna non supera i 100 kΩ.

Assumendo quindi come valida l'ipotesi che la pulsazione fondamentale dell'oscillazione coincida con $\omega_0 = 1/R_2C_2$, per tale pulsazione gli sfasamenti sono nulli e la condizione di funzionamento a regime può scriversi:

$$[7] \quad V_u = (V_2 - V_1)\, A$$

in cui:

V_u = tensione di uscita
V_1 = tensione di griglia del I° tubo
V_2 = tensione di catodo » »
A = amplificazione complessiva dei due tubi.

Poichè per l'amplificatore tipo «MU» può ritenersi con buona approssimazione, qualora il I° tubo sia un triodo, $A \simeq \mu'$ (in cui μ' = coefficente di amplificazione del I° tubo) e ricordando d'altra parte che è $V_1 = 2/3\, V_u$ e $V_2 = \frac{R_1}{R_1+R_T} V_u$, la [7] si può scrivere:

$$V_u = \mu' V_u \left| \frac{R_1}{R_1+R_T} - \frac{2}{3} \right|$$

ovvero:

$$[8] \quad \mu' \left| \frac{R_1}{R_1+R_T} - \frac{2}{3} \right| = 1.$$

La [8] mostra che, se il valore di R_T fosse indipendente da V_u, si cadrebbe in una condizione di equilibrio labile. Infatti soddisfatta la [8], il funzionamento a regime potrebbe verificarsi per un valore qualsiasi dell'ampiezza di oscillazione che sia compreso entro i limiti di linearità dell'amplificatore. In queste condizioni la regolazione dell'ampiezza presenterebbe caratteri di estrema criticità così che è da escludere che possa venire praticamente effettuata.

Se invece R_T è funzione crescente con V_u, come si verifica nel nostro caso, assegnando ad R_1 un valore tale che per $V_u = 0$ esista un eccesso di reazione, in guisa cioè che il primo membro della [8] sia > 1, esiste un valore ben determinato di V_u per il quale la [8] rimane soddisfatta. In tal caso detto valore coincide con l'ampiezza di regime che rimane, pertanto, automaticamente mantenuta.

Sperimentalmente si è constatato che la resistenza di un elemento termico del tipo qui impiegato, varia in funzione della tensione efficace ad esso applicata con legge praticamente esponenziale.

Detto R_0 il valore ohmico corrispondente ad una tensione V_0 ed R_T quello corrispondente alla tensione V_T (misurata ai terminali dell'elemento), nel campo di variazione risulta valida la relazione:

$$[9] \quad R_T/R_0 = [V_T/V_0]^K$$

per lampade a incandescenza ad alta resistenza è risultato $K = 0{,}392$.

In base alla [9] si può calcolare con una certa approssimazione l'ampiezza di regime del generatore. Per la tensione ai capi dell'elemento termico si ha infatti:

$$V_T = V_u\, R_T/[R_1 + R_T]$$

ma, per la [9]:

$$V_T = V_0[R_oT/R_o]^{\frac{1}{K}}$$

per cui eguagliando i secondi membri e ordinando risulta:

$$[10] \quad V_u = V_0\, [1 + R_1/R_T]\, [R_T/R_0]^{\frac{1}{K}}$$

La [10] può essere risolta numericamente sostituendo ad R_T il valore che può essere ricavato dalla [8] e a V_0 ed R_0 valori dedotti da una misura sperimentale effettuata sull'elemento termico con corrente continua.

c) Regime transitorio e condizioni di stabilità del regolatore. Le precedenti equazioni reggono il funzionamento del generatore in regime permanente, ma non dicono nulla sul comportamento del circuito nel periodo transitorio iniziale e sulla stabilità della regolazione.

Come già si è detto, nell'istante iniziale, quando cioè l'ampiezza è ancora molto ridotta, deve sussistere un eccesso di reazione la cui entità è bene sia ragguardevole qualora si desideri ottenere una buona costanza dell'ampiezza di oscillazione. Teoricamente ciò non sarebbe necessario, ma in pratica accade che l'attenuazione della rete selettiva nella condizione di sintonia ($\omega = \omega_0 = 1/R_2C_2$), non si mantiene rigorosamente costante al variare degli elementi regolabili (le due resistenze R_2, oppure le due capacità C_2) e ciò per varie cause tra cui citiamo le più frequenti:

1) inesattezza della messa in passo dei due elementi regolabili;
2) diversa legge di variazione dei medesimi;
3) capacità parassita delle resistenze R_2 non più trascurabile quando esse costituiscono gli elementi regolabili;
4) induttività delle resistenze R_2 che può essere sensibile quando le medesime sono in filo metallico avvolto a spirale.

Poichè in tali casi possono verificarsi notevoli scostamenti dalla [4], il mantenimento di un regime persistente con una determinata ampiezza esige una corrispondente variazione dell'accoppiamento reattivo che deve essere automaticamente effettuata dall'elemento termico R_T; l'azione di quest'ultimo risulta tanto più energica quanto più elevato è l'eccesso iniziale di reazione il cui valore conviene quindi che sia, a tal fine, il più possibile elevato. Ciò però risulta in netto contrasto con la condizione di stabilità la quale esige che il rapporto tra la rapidità d'incremento delle oscillazioni e la velocità di regolazione non sia superiore a un limite la cui determinazione viene qui tralasciata perchè alquanto complessa.

Se tale limite viene superato la condizione di equilibrio del sistema assume un carattere periodico persistente e l'ampiezza oscilla alternativamente attorno al valore di regime che si avrebbe in condizioni di stabilità; in tal caso la tensione erogata dal generatore appare modulata con un ritmo tanto più lento quanto più elevata è l'inerzia termica del regolatore.

Nel circuito in esame la velocità di regolazione è costante (dato che dipende dall'inerzia termica dell'elemento R_T) mentre la velocità d'incremento è proporzionale all'inverso della costante di tempo R_2C_2 della rete selettiva (vale a dire alla frequenza di oscillazione) e all'eccesso di reazione. Un'aumento di quest'ultima è quindi nocivo ai fini della stabilità (sempre che ci si trovi in condizioni di funzionamento lineare del circuito). La stabilità diviene inoltre funzione della frequenza dato che con essa varia il rapporto delle velocità suddette. Sperimentalmente si è infatti constatato che talvolta da un funzionamento stabile in corrispondenza di basse frequenze di oscillazione si passa ad un regime instabile per frequenze più elevate.

Nel caso presente ci si trova in condizioni molto prossime al limite, per cui, in corrispondenza di frequenze elevate di oscillazione, il fenomeno della modulazione tende, talvolta, ad iniziarsi.

Poichè, per quanto si è detto, non è conveniente ridurre l'eccesso iniziale di reazione (il che porterebbe ad una minore costanza dell'ampiezza) e d'altra parte non è possibile ridurre l'inerzia termica delle lampade regolatrici, si è cercato di migliorare la stabilità per altra via, sfruttando, cioè, le proprietà dei rivelatori di cresta.

È noto che l'impedenza di entrata di un rivelatore di cresta ideale (comprendente cioè un diodo con resistenza interna nulla) cui venga applicata un'oscillazione modulata in ampiezza, assume valori diversi per la portante e per le bande laterali quando il carico a valle del diodo comprende elementi reattivi (capacità e induttanze). Più precisamente si riscontra che tale impedenza è uguale, per la frequenza portante, alla metà del valore resistivo di detto carico e per le bande laterali alla metà (in modulo) dell'impedenza che il carico stesso presenta per le corrispondenti frequenze di modulazione. Un rivelatore di cresta può quindi esplicare un'azione demodulatrice quando il carico a valle del diodo presenta un'elevata resistenza per la corrente continua ed una impedenza ridotta per le correnti alternative come ad es. si verifica per una resistenza di elevato valore ohmico derivata da un condensatore di grande capacità. Ponendo quindi un rivelatore di questo tipo in derivazione a un generatore di oscillazioni modulate con resistenza interna non troppo piccola si ottiene una energica frenatura delle variazioni di ampiezza la quale tende a stabilizzarsi intorno al valore della portante.

Nella presente applicazione si è pervenuti ad una efficace tranquillizzazione della tensione utile connettendo un rivelatore di cresta con le caratteristiche suindicate in parallelo alla resistenza R_1 che costituisce parte del circuito rigenerativo.

Il carico del diodo (che è contenuto nel I° tubo) è costituito da una resistenza R_3 e da un condensatore C_3 di elevata capacità; il rivelatore, per oscillazioni di ampiezza costante, costituisce un carico di valore $1/2\, R_3$ che viene a trovarsi in parallelo a R_1; se R_3 presenta un valore ohmico elevato, la diminuzione del grado di reazione che ne consegue è quasi insensibile. Se l'ampiezza delle oscillazioni tende a variare nel tempo allora l'impedenza del rivelatore per le componenti variabili subisce istantaneamente, per effetto della capacità C_3, una notevole variazione che provoca una alterazione del grado di reazione in senso tale da ridurre le variazioni di ampiezza.

Ad es. all'inizio del periodo transitorio (ampiezza nulla) il condensatore C_3 presenta una carica proporzionale alla differenza di potenziale continua esistente ai capi di R_1. Non appena l'ampiezza di oscillazione raggiunge un valore finito, tale carica, per effetto della conducibilità unilaterale del diodo deve diminuire. Dato che ciò non può avvenire istantaneamente, la velocità d'incremento dell'ampiezza rimane limitata dal valore massimo che può assumere la corrente di scarica del condensatore C_3 (dipendente a sua volta dal valore ohmico di R_1 e di R_T oltre che, se pure in minore misura, dall'impedenza di uscita del II° tubo). Tale diminuzione della rapidità d'incremento favorisce, per quanto si è detto, la stabilità della regolazione e la rende indipendente dalla frequenza di oscillazione.

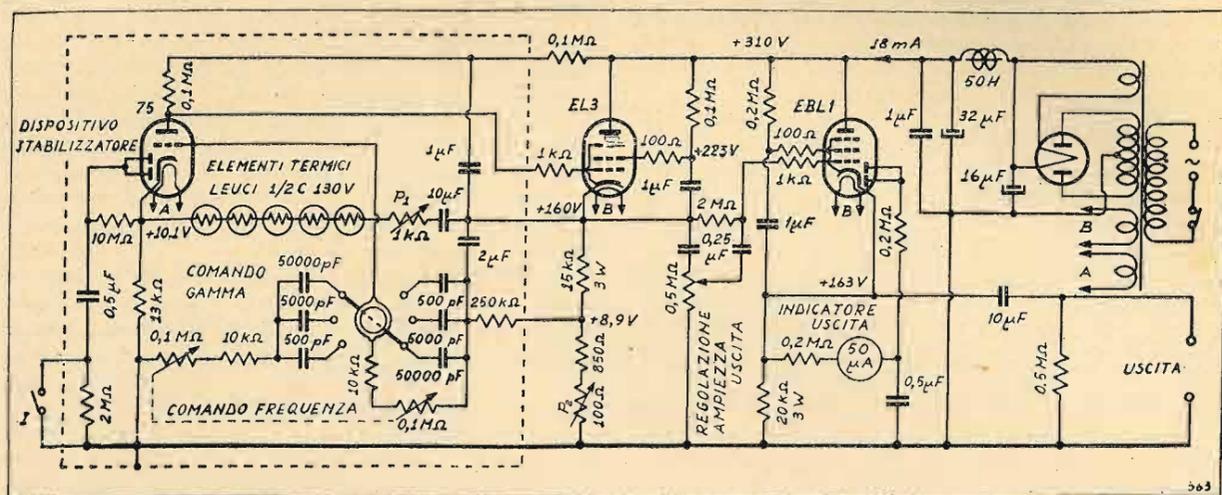



FIG. 2. - Schema pratico del generatore di oscillazioni sinoidali a resistenza-capacità con separatore e indicatore della tensione di uscita. La parte contenuta nel rettangolo tratteggiato è bene sia rinchiusa in una scatola metallica.

Il fenomeno inverso si verifica, se pure in misura molto minore, quando l'ampiezza di regime tende momentaneamente a diminuire: in tal caso il diodo rimane interdetto e il carico equivalente del rivelatore derivato su R_1 passa dal valore normale $1/2\ R_3$ al valore R_3, doppio del precedente, determinando così un leggero aumento del grado di reazione che contrasta la diminuzione di ampiezza. L'azione è di entità minima, ma risulta egualmente molto efficace per eliminare le fluttuazioni di ampiezza derivanti dalla incostanza delle tensioni di alimentazione dei tubi.

Il dispositivo stabilizzatore descritto introduce una piccola distorsione armonica dell'ordine del $0,2 \div 0,3\%$ che per la maggior parte delle applicazioni pratiche non è nociva. Per misure di distorsione molto accurate è però preferibile poterlo eliminare; all'uopo basta inserire in serie con C_3 un interruttore come indicato in figura 1. Derivando l'interruttore con una resistenza di valore opportuno (vedi fig. 2) è possibile eliminare completamente la distorsione aggiuntiva pur conservando una ridotta azione stabilizzatrice.

d) COMPORTAMENTO DEL CIRCUITO PER LE FREQUENZE ARMONICHE. Completiamo la precedente analisi del funzionamento del circuito con un esame del suo comportamento nei confronti delle armoniche che possono originarsi per difetto di linearità dei tubi elettronici.

Come già si è dimostrato la tensione di uscita V_1 della rete selettiva è minima per $\omega = \omega_0 = 1/R_2 C_2$ per cui il fattore di controreazione per le pulsazioni armoniche di ω_0 risulta notevolmente superiore che per la fondamentale. Se per quest'ultima l'accoppiamento reattivo risultante è positivo (condizione necessaria per il mantenimento delle oscillazioni) per le pulsazioni armoniche si dimostra facilmente come esso possa divenire fortemente negativo; in particolare ciò si verifica quando l'amplificazione del I° tubo è sufficentemente elevata. Da un semplice sviluppo analitico risulta che se V_D è la tensione di una frequenza armonica originatasi in uno dei due tubi, tale tensione viene a ridursi ai morsetti di uscita ad un valore V_{Du} dato dalla relazione:

[11] $$V_{Du}/V_D = 3\sqrt{9+\beta^2}/(\mu'\beta)$$

in cui:

μ' = coefficente di amplificazione del I° tubo

$\beta = \omega_0/\omega - \omega/\omega_0 \qquad \omega_0 = 1/R_2C_2$

Si ottiene un miglioramento della forma d'onda quando risulta:

[12] $$\mu' > 3\sqrt{9+\beta^2}/\beta.$$

Poichè il vantaggio conseguibile aumenta con l'aumentare di μ', è conveniente adottare come primo tubo un triodo ad elevato coefficente di amplificazione (l'uso di un pentodo è invece sconsigliabile a causa dell'elevato valore della resistenza differenziale anodica e quindi dell'eccessivo sfasamento che ne conseguirebbe per frequenze di oscillazione elevate).

Ad es. usando come primo tubo un triodo tipo « 75 » si ha $\mu' = 100$: per la seconda armonica $\beta = 1,5$ e quindi

$$V_{Du}/V_D = 3\sqrt{11,25}/(100 \cdot 1,5) = 0,067$$

ciò vale a dire che l'ampiezza di una eventuale 2ª armonica prodotta dai tubi viene ridotta all'uscita a circa 1/15.

Questa proprietà, derivante dall'impiego simultaneo di due forti accoppiamenti reattivi di segno opposto, consente la riduzione della distorsione non lineare ad un valore molto esiguo. Per quanto si è detto in precedenza ciò risulta molto favorevole alla stabilità di frequenza che, all'atto pratico, si dimostra elevatissima indipendentemente da variazioni anche cospicue delle tensioni di alimentazione dei tubi.

Incidentalmente osserviamo che la [11] rende pure ragione di un fenomeno che molto sovente si verifica in pratica e le cui cause sono apparentemente inspiegabili: accade infatti che per frequenze di oscillazione molto prossime a quelle della rete di distribuzione dell'energia si determinino notevoli fluttuazioni dell'ampiezza con ritmo corrispondente alla differenza delle due frequenze. Tutto si svolge come se all'oscillazione del generatore fosse sovrapposta una seconda oscillazione di frequenza eguale a quella di rete in modo da determinare un fenomeno di battimento. Il fenomeno permane anche se si provvede ad un livellamento rigoroso della tensione anodica dei tubi, mentre diminuisce notevolmente schermando il primo tubo e la rete selettiva ed allontanando eventuali sorgenti di campi magnetici alternativi di dispersione (trasformatori di alimentazione e impedenze di livellamento). La [11] fornisce una chiara spiegazione di questi fatti: invero denominando in questo caso con V_{Du} una piccolissima tensione perturbatrice indotta nel circuito dall'esterno, quando la frequenza di oscillazione è molto prossima a quella di V_{Du}, β tende a zero e quindi il rapporto V_{Du}/V_D tende all'infinito: ciò significa che la perturbazione subisce un'amplificazione che diverrebbe enorme per β prossimo a zero. Fortunatamente quando la frequenza di battimento diviene molto piccola interviene l'azione del dispositivo regolatore in virtù del quale il fenomeno non può eccedere limiti che, adottando qualche precauzione, possono ritenersi sopportabili. Per ridurre questo inconveniente al minimo conviene schermare accuratamente le parti ad alta impedenza del circuito ed allontanare convenientemente dal I° tubo eventuali sorgenti di flusso alternativo disperso.

Decisivi miglioramenti si ottengono pure inserendo il dispositivo stabilizzatore.

Circuito pratico e dati costruttivi.

In figura 2 è rappresentato lo schema completo del generatore comprendente anche uno stadio separatore la cui duplice funzione consiste nell'impedire che l'applicazione di carichi esterni possa perturbare il funzionamento della parte oscillatrice e nel ridurre ad un valore molto basso la resistenza interna di uscita. Il III° tubo, preposto a detta funzione, è un pentodo-doppio diodo EBL1 i cui diodi vengono utilizzati per rivelare la tensione di uscita ed ottenere così una diretta indicazione del suo valore. Con i valori indicati nello schema, utilizzando un microamperometro da 50 μA fondo scala, la lettura dello strumento risulta, con buona approssimazione, proporzionale alla tensione di uscita secondo un fattore di 1 volt-picco per ogni μA.

La gamma di funzionamento, che si estende da 29 a 31800 Hz è stata suddivisa in tre sottogamme mediante commutazione delle capacità della rete selettiva (29 — 318 Hz; 290 — 3180 Hz; 2900 — 31800 Hz). La variazione della frequenza entro ciascuna sottogamma viene effettuata mediante regolazione di un potenziometro doppio con sezioni eguali di 100 kΩ ciascuna. Per ottenere un funzionamento regolare del generatore è molto importante che in ogni gamma i due condensatori abbiano la medesima capacità e che le due sezioni del potenziometro siano identiche sia come valore ohmico complessivo, sia come legge di variazione. È inoltre indispensabile, onde evitare irregolarità nella gamma più elevata, che i potenziometri non presentino eccessiva capacità parassita o un'apprezzabile induttanza. Sono quindi da evitarsi i potenziometri a filo montati su supporti metallici oppure racchiusi in involucri conduttori molto vicini alla resistenza e conviene orientarsi verso tipi non schermati montati su bachelite. Per evitare perturbazioni per effetto di mano, è consigliabile connettere i due cursori l'uno a massa e l'altro al punto di giunzione tra il condensatore da 2 μF e la resistenza di 250 kΩ (fig. 2). Per quanto si è detto, infine, sulle perturbazioni di origine esterna, è buona norma rinchiudere la rete selettiva (compreso il commutatore di frequenza) e il I° tubo in una scatola metallica. Risulta pure raccomandabile effettuare tra gli elementi della rete ed il I° tubo collegamenti brevi e tra loro distanziati in guisa da evitare ulteriori aumenti della capacità parassita dei potenziometri. Tale capacità è assai dannosa poichè determina un'alterazione della legge di variazione della frequenza nella gamma più elevata e può giungere a causare, se superiore a certi limiti, il disinnesco delle oscillazioni.

Come elementi termici regolatori si sono usate cinque lampade tipo « LEUCI » 1/2 C 130 V, collegate in serie: non è consigliabile ridurre tale numero se non si vuole incorrere in un sovraccarico del II° tubo con conseguente notevole distorsione armonica. Per la messa a punto del circuito debbono essere regolate le resistenze variabili P_1 e P_2 i cui comandi possono essere situati all'interno dall'apparecchio. La prima serve a regolare l'ampiezza di oscillazione, che deve risultare compresa fra 30 e 40 volt-punta e la seconda per regolare la polarizzazione del I° tubo: all'uopo, dopo avere controllato che la tensione anodica totale sia di 310 volt circa (non inferiore comunque a 300 volt), si regola P_2 sino a che la tensione continua catodica del II° tubo raggiunge esattamente i 160 volt (condizione ottima di funzionamento).

La regolarità del circuito può essere controllata misurando le tensioni continue nei punti indicati nello schema di figura 2 ed il consumo anodico totale deve risultare di circa 18 mA.

Per l'alimentazione dei filamenti è necessario disporre di due secondari isolati del trasformatore, uno dei quali provveda al I° tubo e l'altro al II° e al III° tubo.

Il livellamento della tensione anodica non presenta particolari esigenze e può essere effettuato con un'impedenza di una cinquantina di Henry preceduta da un condensatore di 16 μF e seguita da un secondo condensatore la cui capacità è bene non sia inferiore a 32 μF.

L'interruttore *I* deve essere disposto sul pannello anteriore e serve per inserire o disinserire il dispositivo stabilizzatore.

Le caratteristiche di funzionamento del generatore sono le seguenti:

Resistenza interna di uscita ≃ 250 Ω; indipendente dalla frequenza e dall'ampiezza.

Tensione massima di erogazione ≃ 40 volt-picco: indipendente dalla frequenza.

Gamma funzionamento; 29 — 31800 Hz.

Distorsione armonica (misurata per mezzo del distorsiometro General Radio) per un'uscita di 40 volt-picco e con dispositivo stabilizzatore escluso:

Frequenza	50 Hz	100 Hz	400 Hz	1000 Hz	5000 Hz	7500 Hz
Distorsione non lineare	0,4 %	0,25 %	0,1 %	0,1 %	0,18 %	0,25 %

Includendo il dispositivo stabilizzatore detti valori subiscono un aumento di un $0,2 \div 0,3\%$.

Stabilità di frequenza e di ampiezza: variando la tensione di rete del 10 % non si notano variazioni apprezzabili nè della frequenza, nè dell'ampiezza di oscillazione.

Carico esterno minimo ammissibile: ~ 10 kΩ; connettendo tale carico all'uscita l'erogazione diminuisce di circa il 2,5 %. Carichi inferiori determinano un principio di saturazione del tubo separatore.

Nota.

Ruotando velocemente il comando di frequenza si nota un aumento o una diminuzione di ampiezza di carattere transitorio a seconda del senso di rotazione. Nella gamma delle frequenze elevate la diminuzione talvolta si trasforma in una momentanea estinzione delle oscillazioni. Il fenomeno è dovuto al fatto che l'energia reattiva in gioco nel circuito varia con la frequenza per cui passando velocemente da una condizione inferiore ad una superiore dell'equilibrio energetico quest'ultimo non può ristabilirsi istantaneamente sia a causa dell'inerzia termica del regolatore sia per effetto della costante di tempo della rete selettiva. Se questo fenomeno può essere considerato indesiderabile, il che nella grande maggioranza dei casi non avviene dato che generalmente le misure vengono effettuate con frequenza costante, la sua eliminazione può essere in parte conseguita soltanto rendendo variabili le capacità della rete selettiva in luogo delle resistenze.

Ufficio Progetti e Ricerche della Magnadyne Radio

APPENDICE

Rete selettiva a resistenza e capacità.

L'attenuazione e l'impedenza della rete selettiva impiegata nel circuito descritto nel testo, possono essere facilmente dedotte per via analitica. I principali risultati cui si perviene sono i seguenti:

a) Caso generale (fig. 3).

Gli elementi R_1, R_2, C_1, C_2 presentano valori qualsiansi. Posto:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \text{pulsazione di sintonia}$$

$$\beta = \omega_0/\omega - \omega/\omega_0 = \text{dissintonia.}$$

Si ha:

$$\frac{V_u}{V_e} = \frac{1}{1 + R_1/R_2 + C_2/C_1 - j\beta\sqrt{R_1 C_2/(R_2 C_1)}} = \text{attenuazione complessa}$$

$$\varphi_{Vu} = \text{arc tang } \beta \frac{\sqrt{R_1 C_2/(R_2 C_1)}}{1 + R_1/R_2 + C_2/C_1} = \text{argomento della tensione di uscita}$$

$$\frac{|V_u|}{|V_e|} = \frac{1}{\sqrt{[1 + R_1/R_2 + C_2/C_1]^2 + \beta \cdot [R_1 C_2/(R_2 C_1)]}} = \text{rapporto tra i moduli delle tensioni di uscita e di entrata.}$$

Per $\omega = \omega_0$ (sintonia), si ottiene:

$$\frac{V_{uo}}{V_e} = \frac{1}{1 + R_1/R_2 + C_2/C_1} \quad \text{tang } \varphi_{Vuo} = 0 .$$

$$Z_{eo} = \frac{R_2}{\sqrt{1 + [R_2 C_2/R_1 C_1]}} + R_1 \sqrt{1 + [R_2 C_2/R_1 C_1]} = \text{modulo dell'impedenza di entrata.}$$

$$\varphi_{Zeo} = - \text{arc tang} \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} = \text{argomento dell'impedenza di entrata.}$$

Si ha inoltre che per ω tendente a zero, Z_e tende all'infinito ed il suo argomento a 90°, mentre per ω tendente all'infinito Z_e tende ad R_1 ed il suo argomento a zero.

Come appare dalle relazioni precedenti, per $\omega = \omega_0$ (condizione di sintonia), l'attenuazione dipende dal valore della somma $R_1/R_2 + C_2/C_1$. A parità di tale valore la selettività della rete (vale a dire l'attenuazione relativa per un determinato valore della dissintonia $\beta = \omega_0/\omega - \omega/\omega_0$) è massima per $R_1 C_1 = R_2 C_2$.

Nell'ipotesi che quest'ultima condizione sia soddisfatta, la selettività aumenta con l'aumentare del rapporto $R_1/R_2 = C_2/C_1$, ma con essa aumenta parimenti l'attenuazione per $\omega = \omega_0$. Ne risulta che nelle applicazioni pratiche, per le quali interessa, generalmente, ottenere i massimi valori della selettività, conviene assumere $R_1 C_1 = R_2 C_2$. Le relazioni che in tal caso si ottengono sono le seguenti:

b) Caso in cui $R_1 C_1 = R_2 C_2$.

Esaminiamo le due possibili connessioni della rete selettiva: la *connessione normale* (fig. 3) e la *connessione rovesciata* (fig. 4).

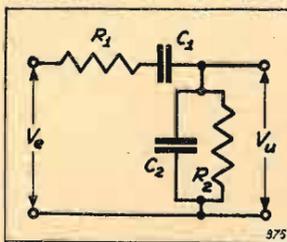



Fig. 3. - Rete selettiva: connessione normale.

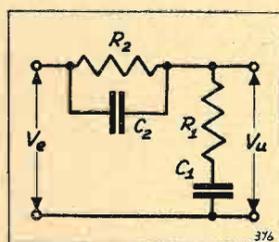



Fig. 4. - Rete selettiva: convessione rovesciata.

Connessione normale (fig. 3):

$$\frac{V_u}{V_e} = \frac{1}{1 + 2 R_1/R_2 - j\beta R_1/R_2} \qquad \varphi_{Vu} = \beta \frac{R_1/R_2}{1 + 2 R_1/R_2}$$

$$\frac{|V_u|}{|V_e|} = \frac{1}{\sqrt{[1 + 2 R_1/R_2]^2 + \beta^2 R_1^2/R_2^2}} = \text{rapporto dei moduli delle tensioni di uscita e di entrata.}$$

$$\frac{|V_{uo}|}{|V_u|} = \sqrt{1 + \beta^2 \left[\frac{R_1/R_2}{1 + 2 R_1/R_2}\right]^2} = \text{attenuazione relativa.}$$

Per $\beta = 0$ ovvero $\omega = \omega_0$ si ha:

$$\frac{V_{uo}}{V_e} = \frac{1}{1 + 2 R_1/R_2}$$

$$Z_{eo} = R_2/\sqrt{2} + R_1\sqrt{2} \qquad \varphi_{Zeo} = - 45°$$

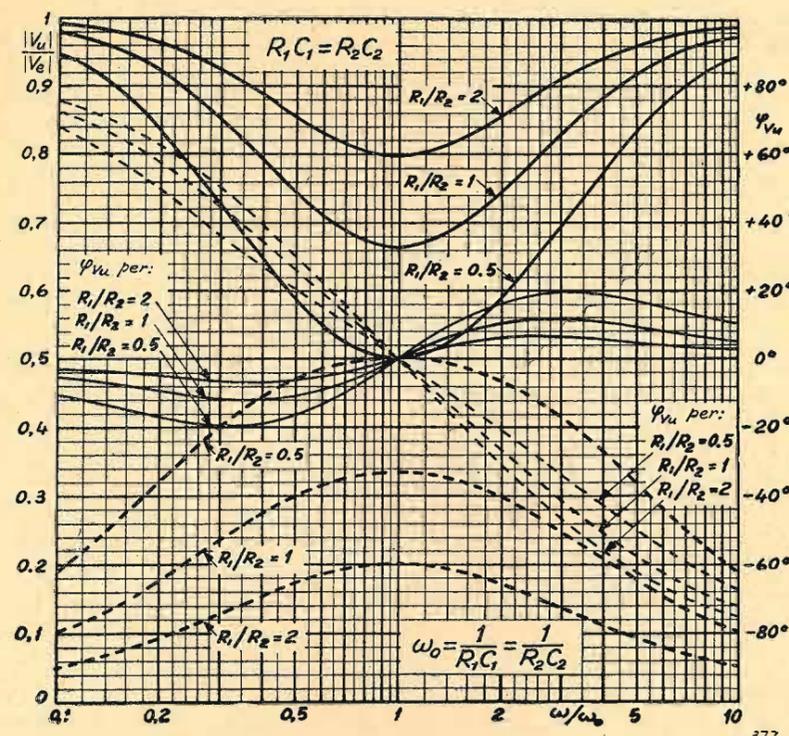



Fig. 5. - Diagramma dell'attenuazione (modulo e argomento) della rete selettiva per $R_1C_1 = R_2C_2$ (condizione di massima selettività a parità di attenuazione in sintonia) e per tre valori del rapporto R_1/R_2. Le curve tratteggiate si riferiscono alla connessione normale (fig. 3) mentre quelle a tratto pieno riguardano la connessione rovesciata (fig. 4) adottata nel circuito descritto. Si nota che in ambedue i casi la selettività della rete (intesa come attenuazione relativa per un determinato valore della dissintonia $\beta = \omega_0/\omega - \omega/\omega_0$) aumenta con l'aumentare dell'attenuazione in sintonia e che l'andamento dei moduli e degli argomenti delle attenuazioni corrispondenti ai due tipi di connessione, è inverso. Si nota pure che, mentre l'argomento della rete connessa normalmente aumenta indefinitamente con la dissintonia tendendo asintoticamente a ± 90° per β tendente a ± ∞, l'argomento della rete con connessione rovesciata presenta, invece, due massimi di egual valore e di segno opposto per due valori simmetrici della dissintonia β; per valori di β superiori l'argomento dell'attenuazione tende asintoticamente a zero per β tendente a ± ∞.

Connessione rovesciata (fig. 4).

Questo tipo di connessione è quello impiegato nel circuito descritto nel testo.

L'impedenza di entrata è ovviamente eguale a quella della rete connessa normalmente. Per l'attenuazione si hanno, invece, le seguenti espressioni:

$$\frac{V_u}{V_e} = \frac{2 - j\beta}{R_2/R_1 + 2 - j\beta} \qquad \varphi_{Vu} = - \text{arc tang } \beta \frac{R_2/R_1}{2[R_2/R_1 + 2] + \beta^2}$$

$$\frac{|V_u|}{|V_e|} = \sqrt{\frac{4 + \beta^2}{[R_2/R_1 + 2]^2 + \beta^2}} \qquad \frac{V_{uo}}{V_e} = \frac{2}{2 + R_2/R_1} \text{ (per } \omega = \omega_0)$$

Nel caso particolare, considerato nel testo, in cui $R_1 = R_2 = R$ (e quindi $C_1 = C_2$) risulta infine:

$$\frac{V_u}{V_e} = \frac{2 - j\beta}{3 - j\beta} \qquad \frac{|V_u|}{|V_e|} = \sqrt{\frac{4 + \beta^2}{9 + \beta^2}} \qquad \varphi_{Vu} = - \text{arc tang } \beta \frac{1}{6 + \beta^2}$$

$$\frac{V_{uo}}{V_e} = \frac{2}{3} \qquad |Z_{eo}| = \frac{3R}{\sqrt{2}} \qquad \varphi_{Zeo} = - 45°$$

Nel diagramma di figura 5 è rappresentata l'attenuazione in modulo ed argomento della rete con connessione normale (linee a tratti) e della rete con connessione rovesciata (linee piene) per tre valori del rapporto R_1/R_2 e nell'ipotesi che sia $R_1 C_1 = R_2 C_2$.

BIBLIOGRAFIA

G. Latmiral: *Un metodo per la misura della resistenza equivalente dei circuiti oscillatori.* « Alta Frequenza », V, 1936, p. 331.

H. H. Scott: *A New Type of Selective Circuit and Some Applications.* « Procedings I.R.E. », XXVI, 1938, p. 226.

G. Willoner u. F. Tihelka: *Tongenerator ohne Schwingungskreis.* A.T.M., 117, 1941, p. T 44 (Z 42-4).

R. Gauger u. B. Berrang: *Gegentaktsender für stetig regelbare sehr tiefe Frequenzen.* T.F.T., XXX, 1941, p. 257.

W. Zeiser: *Untersuchungen an einem Schwingungserzeuger mit Widerstand und Kapazität als frequenzvestimmenden Shaltteilen (RC-Generator).* E.N.T., XIX, 1942, p. 228.

G. Francini: *Oscillatore a resistenza e capacità.* « Alta Frequenza », XIII, 1944, p. 5.

G. B. Madella: *Oscillatore bifase a resistenza e capacità.* « Alta Frequenza », XIV, 1-2, 1945, p. 5.

G. Zanarini: *L'amplificatore tipo* « MU », « Elettronica », I, 1946, p. 175.

MODULAZIONE DI FREQUENZA (*)

III. RICEZIONE

dott. ing. CLAUDIO EGIDI

SOMMARIO. Viene trattato il problema della ricezione di onde modulate in frequenza, esaminando i vari componenti di un moderno ricevitore radiofonico MF.
I due elementi che distinguono tale ricevitore da una normale supereterodina MA, cioè il limitatore d'ampiezza e il convertitore di modulazione (o discriminatore), vengono fatti oggetto di particolare analisi. Dopo avere riassunti i vantaggi portati dalla modulazione di frequenza alla riduzione dei disturbi e delle distorsioni, viene dato un breve cenno sulle prove da eseguire sopra i ricevitori MF ed infine lo schema di una supereterodina per la ricezione MF ed MA.

1. Generalità.

In Europa non risulta per ora che siano state assegnate ufficialmente gamme d'onda per la radiofonia a MF; tuttavia è molto probabile che, quando una tale assegnazione avrà luogo, la scelta cadrà o nella vecchia gamma americana, già da tempo stabilita dalla F.C.C. (Federal Communications Commission) fra 42 e 50 MHz, o nella nuova, compresa fra 88 e 108 MHz e solo da poco entrata in vigore negli S.U., o, infine, nella zona intermedia fra le due. In ogni caso le frequenze portanti sono talmente elevate, che per la loro amplificazione è indiscutibilmente necessario l'uso della supereterodina. Nel séguito si conviene riferirsi alla gamma 42 ÷ 50 MHz, perchè i dati sperimentali relativi sono di gran lunga più numerosi che per qualsiasi altra gamma; tuttavia lo schema di ricevitore indicato in fondo è stato scelto fra i più moderni e quindi con la gamma nuova.

La figura 1 rappresenta schematicamente un ricevitore per onde MF: da esso risulta che la differenza sostanziale rispetto ad un ricevitore MA funzionante nella medesima gamma risiede nell'introduzione del limitatore e del convertitore di modulazione (detto anche discriminatore), le cui funzioni vengono illustrate nel paragrafo 5; le altre parti sono invece sostanzialmente uguali nei due casi. Conviene pertanto limitarsi ad un breve cenno nei riguardi di queste e trattare più diffusamente i due suddetti circuiti speciali, analizzandone gli schemi di uso più generale.

2. Circuiti comuni con i ricevitori MA.

L'amplificatore a radiofrequenza è del tipo usuale, salvo una maggiore larghezza della banda passante, perchè in luogo di 9 o 10 kHz si deve consentire la trasmissione di circa 200 kHz, come risulta supponendo di raggiungere la $f_{d\,\max} = \pm 75$ kHz ad esempio in corrispondenza di $f_m = 900$ Hz ($m_f = 83$) e utililizzando gli appositi grafici (¹). Un tale allargamento della banda è ovviamente assai facile ad ottenersi, in quanto con i coefficienti di qualità usuali nei circuiti accordati, dell'ordine delle centinaia di unità, il problema tecnico è il medesimo che s'incontra nei comuni ricevitori radiofonici MA. Se si tien conto infatti che, per evitare interferenze, conviene assegnare canali alternati ai trasmettitori situati in una stessa località, la differenza di frequenza fra le due stazioni adiacenti risulta di 400 kHz. In tali condizioni, rispetto alla frequenza di 46 MHz, che rappresenta il valor medio della gamma 42 ÷ 50 MHz, si ottiene praticamente lo stesso rapporto che si avrebbe nel campo radiofonico tra 9 kHz ed 1 MHz $\left(\text{infatti } \frac{400}{46.000} \cong \frac{9}{1000}\right)$.

La scelta della frequenza intermedia è stata oggetto di accurati studi teorico-sperimentali e le conclusioni che si traggono da un pregevole lavoro sull'argomento (²) sono le seguenti: per i ricevitori destinati a funzionare con segnali deboli è preferibile una frequenza intermedia bassa, compresa fra 4 e 5 MHz, al fine di non deprimere troppo l'amplificazione totale; nelle zone in cui le intensità dei segnali sono elevate, conviene invece sacrificare l'amplificazione a vantaggio di una migliore eliminazione delle interferenze, e ciò si consegue elevando la frequenza intermedia fino a 8 od anche a 11 MHz. Quest'ultimo criterio va seguìto anche nei ricevitori progettati per ricevere segnali di ogni possibile intensità, perchè la riduzione dei disturbi è, in ogni caso, d'importanza preminente; per non perdere in amplificazione conviene in questo terzo caso aggiungere eventualmente uno stadio in più.

L'amplificazione a frequenza intermedia dev'essere sempre più elevata che nel caso corrispondente di MA, per tener conto dell'inevitabile abbassamento di livello provocato dal limitatore.

L'oscillatore dev'essere particolarmente stabile di frequenza e si usa quindi stabilizzarne la tensione anodica con un tubo a gas.

Nulla di particolare c'è invece da dire nei riguardi del complesso di bassa frequenza (amplificatore e altoparlante).

3. Il limitatore d'ampiezza.

Il limitatore d'ampiezza, detto più brevemente « limitatore », è destinato a mantenere costante l'ampiezza dell'onda modulata in frequenza, ossia ad eliminare ogni re-

(¹) C. Egidi: *Modulazione di frequenza. II. Composizione spettrale dell'onda modulata.* « Elettronica », I, 1946, p. 312-315.

(*) Pervenuto alla redazione il 15-IX-1946.

(²) D. E. Foster and J. A. Rankin: *Intermediate-frequency values for frequency-modulated-wave receivers.* « Proc. I.R.E. », XXIX, 1941, p. 546-551.

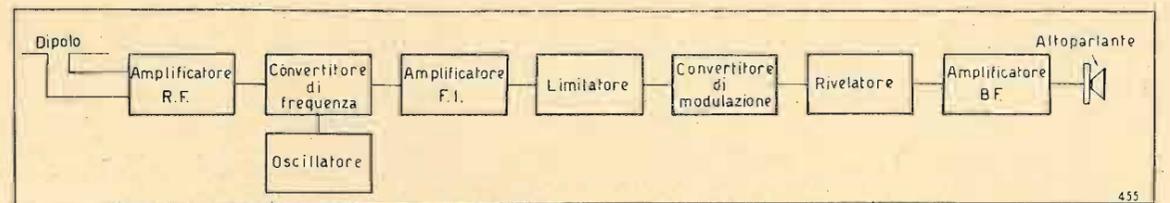



Fig. 1. - Schema di massima di un ricevitore radiofonico MF.

sidua modulazione d'ampiezza di cui tale onda sia affetta. La caratteristica ideale di un tale organo dovrebb'essere quella della figura 2, nella quale la $i_u = f(v_e)$ esprime la relazione che lega la corrente di uscita, di forma rettangolare e di ampiezza costante, con la tensione d'entrata, di forma sinusoidale e di ampiezza variabile. In conseguenza di una tale trasformazione d'onda anche l'ampiezza della fondamentale di tale corrente, che trovasi in rapporto costante con quella dell'onda rettangolare, resta costante.

Il circuito di principio usato per il limitatore è uguale a quello che generalmente si adotta nei frequenziometri a carica e scarica di condensatore (tipo Vecchiacchi) per costituire il cosiddetto « sistema trasformatore di forma d'onda » (³). Le differenze di attuazione pratica sono dovute al fatto che le frequenze in giuoco sono in questo caso assai elevate (prossime al limite superiore del valore normalmente raggiunto dai frequenziometri suddetti) così da richiedere l'uso di circuiti accordati all'entrata e all'uscita.

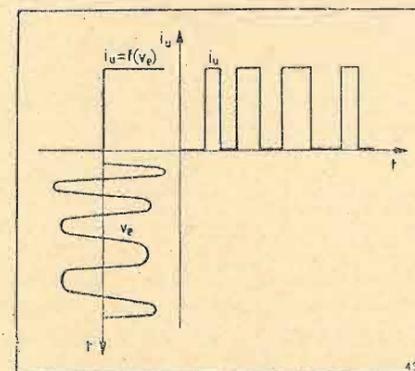



Fig. 2. - Caratteristica ideale di un limitatore d'ampiezza.

Inoltre si presenta in questo caso la complicazione dovuta ad una possibile modulazione d'ampiezza dell'onda in esame, così da rendere necessaria l'introduzione di un apposito circuito a resistenza e capacità, per eliminare l'effetto di detta modulazione spuria.

La figura 3 rappresenta uno dei circuiti più usati per il limitatore: esso utilizza un pentodo come amplificatore in classe C, provvisto di polarizzazione automatica di griglia. La costante di tempo *RC* del circuito di polarizzazione deve essere compresa fra il periodo della portante e quello della più elevata bassa frequenza, presente nella modulazione spuria d'ampiezza della portante, così da poter seguire le indesiderate fluttuazioni d'ampiezza. La tensione rivelata da tale circuito può essere utilizzata anche per la polarizzazione automatica degli stadi a frequenza intermedia. Il pentodo dev'essere del tipo a interdizione vicina e conviene sia alimentato con tensioni ridotte di anodo e di griglia schermo, onde rendere il più possibile efficiente la sua azione limitatrice. Infine la capacità di disaccoppiamento C_d dei suddetti due circuiti deve essere assai elevata, in

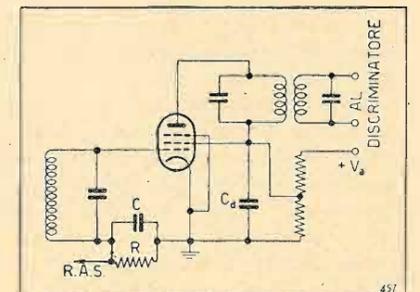



Fig. 3. - Circuito usuale di un limitatore d'ampiezza a pentodo.

modo da filtrare energicamente le componenti di bassa frequenza che modulerebbero le correnti di anodo e di schermo.

La figura 4 fornisce la caratteristica di funzionamento di un limitatore reale, costituito con un pentodo EF 11 (⁴).

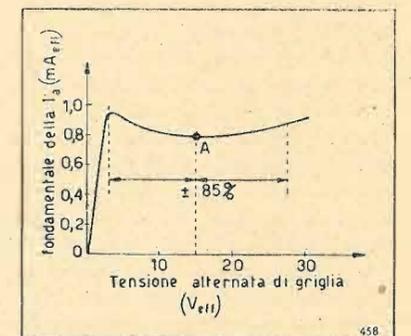



Fig. 4. - Caratteristica reale di un limitatore d'ampiezza (pentodo EF 11).

La caratteristica evidentemente è già buona, ma potrebbe venire ancora migliorata, mediante l'introduzione di più stadi uguali fra loro. In questo caso la corrente anodica risultante, che è di soli 0,8 mA, anche con circuiti di carico di buona qualità produce una rilevante perdita di amplificazione, cosicchè si conferma la necessità, già espressa alla fine del paragrafo 2, di rendere molto elevata la totale amplificazione di frequenza intermedia.

(³) C. Egidi: *Classificazione dei frequenziometri elettronici a carica e scarica di condensatore.* « Alta Frequenza », XIII, 1944, p. 155-168.

(⁴) T. Vellat: *Der Empfang frequenzmodulierter Wellen.* « Telefunken Mitt. », XXI, 1940, pag. 72-89.

FIG. 5. - *a*) Schema di un discriminatore a due circuiti risonanti, accordati su frequenze rispettivamente inferiore e superiore alla portante di frequenza intermedia ed equidistanti da essa; *b*) Schema di un discriminatore a circuito unico, accordato sulla portante di frequenza intermedia.

In tal senso è inoltre conveniente l'uso di un convertitore di modulazione di tipo simmetrico, che per tale motivo è generalmente adottato e verrà quindi descritto.

4. Il convertitore di modulazione (discriminatore).

Il convertitore di modulazione, più comunemente noto sotto il nome di «discriminatore», ha il compito di rivelare le deviazioni istantanee di frequenza rispetto alla portante: in generale quindi un qualunque dispositivo frequenziometrico, in cui lo strumento indicatore sia sostituito da una cuffia o da un altoparlante, è — almeno in linea di principio — adatto allo scopo. Tra i numerosi circuiti frequenziometrici che sono stati ideati, la tecnica dei ricevitori FM si è ormai definitivamente orientata verso due, entrambi a circuito risonante e simmetrici. Il primo (fig. 5 *a*) si può dedurre da un noto circuito frequenziometrico [5], mentre l'altro (fig. 5 *b*) deriva dal primo e presenta rispetto ad esso il vantaggio di una maggiore semplicità di allineamento. Data la sua maggiore diffusione, il circuito della figura 5 *b* viene quindi fatto oggetto di breve descrizione.

Le tensioni a radiofrequenza V_1 e V_2 ai capi dei diodi si ottengono per combinazione vettoriale della tensione primaria V_p e della metà di quella secondaria V_s [6], le cui ampiezze e fasi rispetto alla tensione primaria variano in modo da produrre ai capi dei diodi tensioni simili a a quelle che si avrebbero con i due circuiti disaccordati della figura 5 *a*. Per merito della sua struttura in controfase, che lo rende preferibile a schemi più semplici con un solo circuito accordato, il circuito della figura 5 *b* elimina le armoniche pari della tensione rivelata; inoltre, con una scelta opportuna del coefficiente di risonanza e dell'accoppiamento dei circuiti primario e secondario, si riesce anche a rendere modeste le distorsioni di terza e quinta armonica da esso introdotte. La figura 6 fornisce la caratteristica di conversione di un discriminatore, per le migliori condizioni di linearità. Da essa appare evidente come in corrispondenza ad una eventuale sovramodulazione ($f_d / f_{d\,max} > 1$) le distorsioni crescano linearmente con la deviazione, senza però alcun brusco aumento, come si avrebbe invece nel caso di modulazione d'ampiezza.

Poichè la ricezione FM a larga banda presenta alcuni inconvenienti, in ispecie per la difficoltà di conservare costante in tutto il campo la risposta di frequenza e lineare lo sfasamento, ed anche per la riduzione dell'amplificazione di frequenza intermedia, è stata da vari autori studiata la possibilità di ridurre la $f_{d\,max}$ da ± 75 a ± 15 kHz; una tale operazione, detta «compressione di deviazione», si può attuare in vari modi. Uno dei più noti [7] consiste nel modulare in frequenza l'oscillatore locale della supereterodina, mediante un tubo di reattanza, pilotato dalla bassa frequenza all'uscita del discriminatore. La sua frequenza segue quindi continuamente quella in arrivo, riducendone proporzionalmente le deviazioni.

5. La riduzione dei disturbi e delle distorsioni rispetto alla ricezione MA.

Da studi teorici molto accurati e profondi comparsi nella recente letteratura [8] si ricavano i risultati che vengono qui di seguito sintetizzati.

a) FREQUENZE DISTURBATRICI IN NUMERO DISCRETO. — Se la portante non è modulata e la frequenza disturbatrice è unica, la tensione del disturbo all'uscita cresce linearmente con la differenza fra la frequenza portante e la disturbatrice (fig. 7): essa è quindi nulla quando le due coincidono e raggiunge il massimo al limite della banda passante del filtro di bassa frequenza.

Se invece la portante è modulata, la tensione del disturbo è tanto minore quanto più elevato è l'indice di

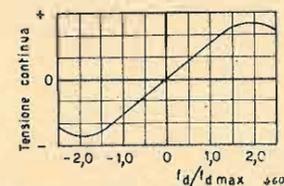
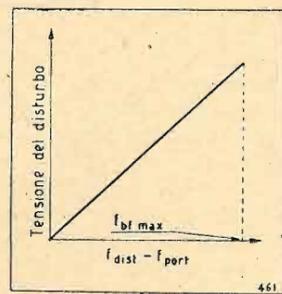



FIG. 6. - Caratteristica di conversione di un discriminatore del tipo 5 *b*.

FIG. 7. - Tensione disturbatrice al variare della differenza fra la frequenza disturbatrice e la portante.

modulazione; per valori molto alti di quest'ultimo, il disturbatore viene praticamente soppresso, anche senza il limitatore d'ampiezza. Acusticamente il miglioramento è poi reso anche più sensibile dal fatto che, invece di aversi un fischio come nella MA, si ottiene un rumore di fondo indefinito, assai meno fastidioso.

b) SPETTRO CONTINUO DI FREQUENZE DISTURBATRICI. — Si verifica un miglioramento soltanto se è presente il limitatore; in tal caso il vantaggio proveniente dalla MF cresce in ragione diretta dell'indice di modulazione, che conviene quindi sia elevato. Ad esempio, per $f_m = 5$ kHz e $f_d = \pm 50$ kHz ($m_f = 10$), la tensione del disturbo con MF è soltanto il $6\,\%$ di quella MA corrispondente. Se il limitatore fosse ideale, il discriminatore non porterebbe contributo alcuno a tale miglioramento; invece praticamente ciò avviene, ma soltanto per il fatto che il primo dei due circuiti ha una caratteristica reale del tipo di figura 4.

(5) C. EGIDI: *Frequenziometri a lettura diretta.* «Alta Frequenza», XII, 1943, p. 324-346.

(6) H. RODER: *Theory of the discriminator circuit for automatic frequency control.* «Proc. I.R.E.», 1938, p. 590-611, part. p. 594.

(7) J. R. CARSON: *Frequency modulation: theory of the feedback receiving circuit.* «The B.S.T.J.», XVIII, 1936, p. 395-403.

J. G. CHAFFEE: *The application of negative feedback to frequency modulation systems.* «The B.S.T.J.», XVIII, 1939, p. 404-437.

(8) Vedasi fra l'altro loc. cit. nota (4), p. 78-82.

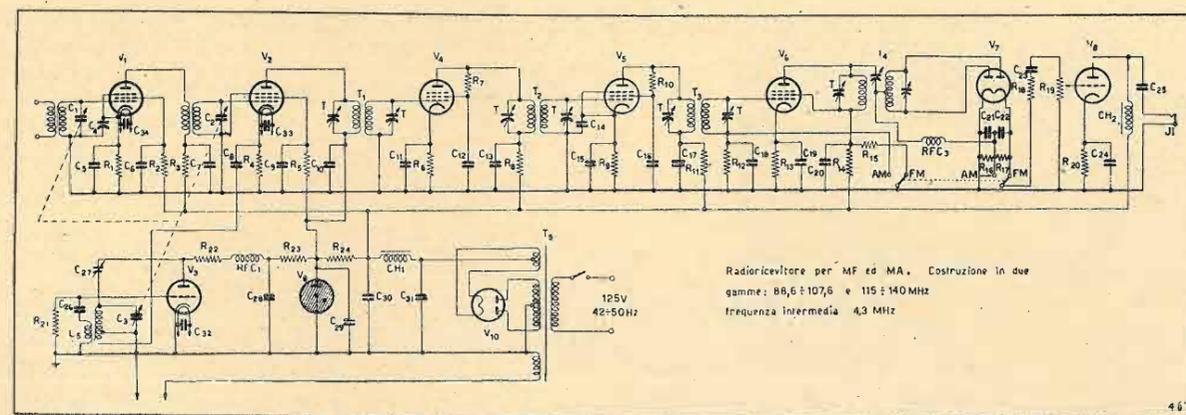



FIG. 8. - Circuito di un ricevitore per onde MF ed MA (gamma 88,6 ÷ 107,6 MHz oppure 115 ÷ 140 MHz), per radioamatori.
Valori degli elementi: *T* compensatori (trimmer); T_1, T_2, T_3 trasformatori di frequenza intermedia (4,3 MHz); T_4 trasformatore del discriminatore; T_5 trasformatore di alimentazione; CH_1, CH_2 bobina di filtro, bobina all'uscita; $RFC_1 = 25{,}7$ µH, $RFC_3 = 2{,}5$ mH; $V_1 = 956$; $V_2 = 954$; $V_3 = 955$; V_4 e V_5 = 6SD7, 6AB7 oppure 6SK7; V_6 = 6SH7 oppure 6SJ7; V_7 = 6H6; V_8 = 6C5 oppure 6J5; V_9 = VR 150-30; V_{10} = 5Y3.
$R_1 = 250\ \Omega$ 1/2 W; $R_2 = 125$ kΩ 1/2 W; $R_3 = 30$ kΩ 1/2 W; $R_4 = 2$ kΩ 1/2 W; $R_5 = 250$ kΩ 1/2 W; $R_6 = 200\ \Omega$ 1/2 W; $R_7 = 25$ kΩ 1/2 W; $R_8 = 7{,}5$ kΩ 1 W; $R_9 = 200\ \Omega$ 1/2 W; $R_{10} = 25$ kΩ 1/2 W; $R_{11} = 7{,}5$ kΩ 1W; $R_{12} = 250$ kΩ 1/2 W; $R_{13} = 100\ \Omega$ 1/2 W; $R_{14} = 75$ kΩ 1W; $R_{15} = 7{,}5$ kΩ 1/2 W; $R_{16} = 100$ kΩ 1/2 W; $R_{17} = 100$ kΩ 1/2 W; $R_{18} = 50$ kΩ 1/2 W; $R_{19} = 500$ kΩ regol. ampl. b.f. $R_{20} = 2$ kΩ 1/2W; $R_{21} = 3$ kΩ 1/2 W; $R_{22} = 5$ kΩ 1/2 W; $R_{23} = 3$ kΩ 1W; $R_{24} = 3$ kΩ 10W.
C_1, C_2, $C_3 = 15$ µµF (variabile); C_4, C_{14}, C_{18}, C_{21}, $C_{22} = 100$ µµF (mica); C_5, $C_7 = 0{,}002$ µF (mica); C_6, C_8, C_9, C_{28}, C_{32}, C_{33}, $C_{34} = 250$ µµF (mica); C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{15}, C_{16}, C_{17}, C_{19}, C_{20}, $C_{23} = 0{,}01$ µF (carta), 400 V; $C_{24} = 10$ µF (elettrolitico), 25 V; $C_{25} = 1$ µF (carta), 400 V; $C_{26} = 0{,}001$ µF (mica); $C_{27} = 50$ µF (mica); $C_{29} = 8$ µF (elettrolitico), 450 V; C_{30}, $C_{31} = 10$ µF (elettrolitico), 450 V.

c) SORGENTE DI DISTURBO MODULATA IN FREQUENZA. — Perchè due trasmettitori MA che lavorano sulla stessa portante non si disturbino è notoriamente necessario che nel luogo di ricezione il campo di uno dei due sia dell'ordine di cento volte quello dell'altro. Nel caso di MF basta invece che il rapporto dei campi sia dell'ordine di 2 [effetto di soffocamento [9]]. Un tale vantaggio è dovuto anche al fatto che nei circuiti di bassa frequenza non rimane più la modulazione disturbatrice primitiva, bensì un disordinato susseguirsi di frequenze, che producono un livello di disturbo più o meno uniforme. Il rapporto segnale-disturbo all'entrata del ricevitore cresce con la radice dell'indice di modulazione: in questo caso conta l'azione del discriminatore e non quella del limitatore.

Nel caso di trasmettitori sincronizzati per MA si eliminano i disturbi soltanto se le portanti sono esattamente coincidenti e le intensità dei campi dello stesso ordine di grandezza in una medesima località. Se tali condizioni non sono esattamente verificate, si manifestano un battimento fra le portanti e altri battimenti fra le modulazioni. Mentre il primo si può eliminare, per gli altri non v'è alcun rimedio. Nel caso di MF, con limitatore di ampiezza ideale, rimane il solo battimento fra le portanti, mentre quelli delle modulazioni vengono eliminati.

d) DISTORSIONI DI MODULAZIONE E MODULAZIONE INCROCIATA. — Senza entrare nel merito dei complicati sviluppi analitici necessari per lo studio del problema, basterà dire che nella modulazione di frequenza non sussistono nè le distorsioni di modulazione nè la modulazione incrociata.

6. Il ricevitore, l'allineamento e le prove.

Fra i possibili schemi si è ritenuto opportuno sceglierne uno molto recente [10], che rispetto agli altri presenta il pregio di essere per così dire «anfibio»: mediante una semplice commutazione esso consente infatti la ricezione MA o quella MF e permette quindi di effettuare un paragone fra i due diversi sistemi di modulazione, poichè in entrambi i casi conserva praticamente inalterate le sue caratteristiche di sensibilità, selettività e fedeltà (fig. 8).

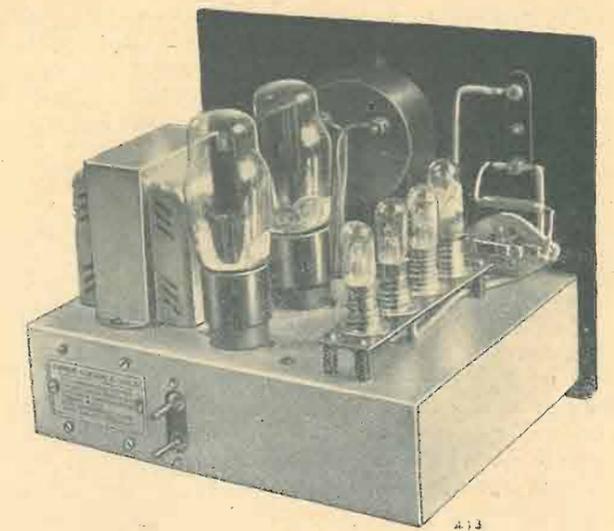
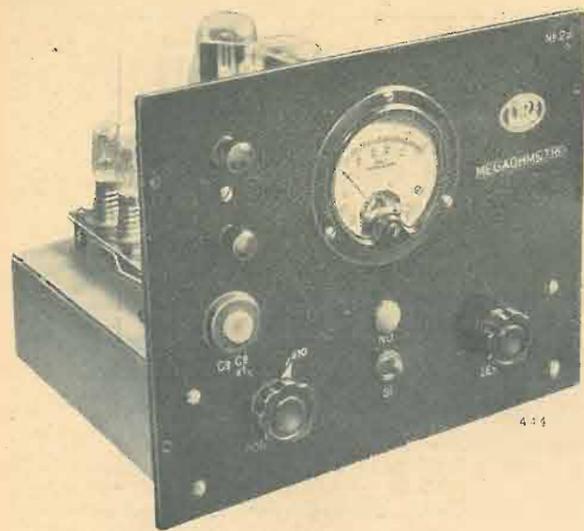
Per l'allineamento si aggiungono alle norme usuali nei ricevitori MA quelle relative al discriminatore: per allineare quest'ultimo si applica una tensione di ampiezza costante alla griglia del limitatore e se ne varia la frequenza in più e in meno rispetto alla portante prescritta per la frequenza intermedia. Il trasformatore del discriminatore deve essere accordato in modo che la tensione rivelata, misurata con un voltmetro ad alta resistenza per tensione continua, derivato all'uscita dei due diodi, sia nulla per la portante e varii linearmente, al crescere ed al diminuire della frequenza, almeno fino alla deviazione di ± 75 kHz.

Gli strumenti necessari per le misure e le prove sono sostanzialmente diversi secondo che si tratti di apparecchiature di fabbrica [11] o di laboratorio. Nel secondo caso è soprattutto necessario un generatore di segnali campioni per onde MF, mediante il quale vengono effettuati rilievi delle caratteristiche di sensibilità, selettività e risposta elettrica. Un esemplare molto recente di tale generatore è stato sviluppato dalla Boonton Co. [12] e possiede i requisiti seguenti $f = 88 \div 108$ MHz, senza moltiplicazione di frequenza; attenuatore a mutua induzione, con uscita calibrata direttamente in tensioni, da 1 µV a 0,1 V, e impedenza costante ($Z_u = 17\ \Omega$); frequenza interna di modulazione $f_m = 400$ Hz; due scale per la deviazione di frequenza, e precisamente $f_d = 0 \div 30$ kHz e $f_d = 0 \div 300$ kHz; caratteristica di modulazione piatta entro 2 dB fra 0 e 15.000 Hz; modulazione d'ampiezza minore del 5 % per la $f_{d\,max} = 75$ kHz.

(9) C. EGIDI e G. GREGORETTI: *Modulazione di frequenza, I. Generalità.* «Elettronica», I, 1946, pag. 269-272.

(10) A. RATTRAY: *Build your own V.H.F. FM-AM receiver.* «Radio News», dic. 1945, p. 29-31 e p. 158-159.

(11) H. E. RICE: *Factory alignment equipment for frequency-modulated receivers.* «Proc. I.R.E.», 1941, XXIX, p. 551-554.

(12) «Electronics», luglio 1946, p. 222 e agosto 1946, p. 274.

MEGAOHMMETRO (*)

PROVA DI ISOLAMENTO SOTTO TENSIONE

ing. prof. GIUSEPPE DILDA

SOMMARIO. Viene descritto un megaohmmetro adatto per le misure di isolamento che, a differenza di altri tipi, effettua la prova sotto tensione di 1000 *e* 250 V. *La tensione effettivamente raggiunta dall'oggetto in prova (dipendente dal suo isolamento) viene letta sul quadrante assieme alla resistenza. Lo strumento ha due portate e consente di apprezzare resistenze fino a* 2000 MΩ *con* 1000 V *e fino a* 200 MΩ *con* 250 V. *Nella prova dei condensatori, dalla rapidità con cui l'indice raggiunge determinati punti contrassegnati sulla scala, si può valutare la loro capacità. L'apparecchio è molto semplice e di facile costruzione. Esso può essere di grande utilità sia per i radioriparatori sia per i collaudi di serie. Precauzioni sono state prese per evitare i pericoli che l'elevata tensione in giuoco può causare.*

Generalità.

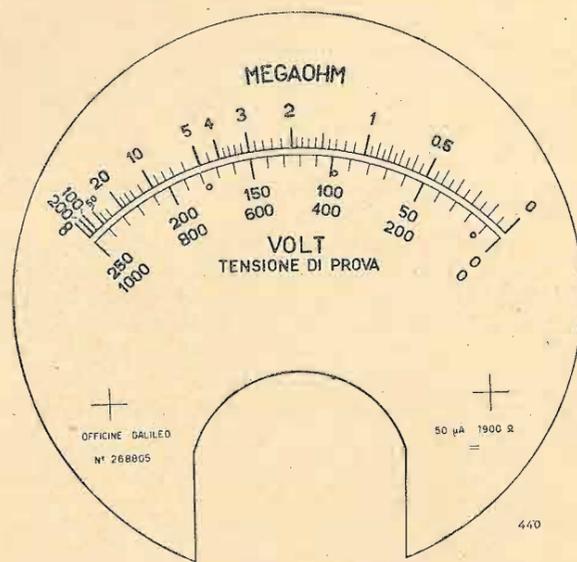
Nei laboratori radiotecnici, sia presso l'industria, sia presso i radioriparatori, si sente spesso la mancanza di un megaohmmetro adatto ad effettuare prove di isolamento fino a molte centinaia di megaohm. I normali strumenti universali (tester) di uso generale presso ogni laboratorio, sono per lo più provvisti di ohmmetro, però la sensibilità massima non si estende generalmente oltre il megaohm o, nei casi più favorevoli (Weston mod. 772 e simili) fino a qualche decina di megaohm. Ciò non è sempre sufficente per verificare il buon isolamento di un condensatore, quello fra gli elettrodi di un tubo ecc.

Vi sono poi megaohmmetri elettronici che hanno sensibilità molto elevate fino talora a molte migliaia di megaohm (General Radio mod. 487-A ed altri). Questi però, oltre ad essere apparecchi relativamente costosi e, almeno per ora, quasi introvabili in commercio, presentano l'inconveniente di effettuare la prova a bassa tensione cioè senza sottoporre l'oggetto in esame ad una tensione convenientemente elevata. Può quindi succedere che l'elemento in prova (un condensatore per es.) indichi, con l'apparecchio del tipo sopra considerato, un isolamento più che sufficente, mentre invece in pratica, allorchè l'elemento è sottoposto alla tensione di esercizio, il condensatore « scarica ».

Viene qui descritto un ohmmetro molto semplice, basato sul principio di quelli contenuti nei normali strumenti universali che è adatto allo scopo sopra indicato. In esso la maggior sensibilità è ottenuta usando come strumento indicatore un microamperometro da 50 μA fondo scala e una più elevata tensione di alimentazione (1000 V). Si ottiene così contemporaneamente il vantaggio di effettuare la prova sotto tensione. Se tale tensione di alimentazione è eccessiva col pericolo di danneggiare l'oggetto in prova vi è la possibilità di ridurla alla quarta parte (250 V), mediante una commutazione che effettua anche la connessione di un derivatore (shunt) in parallelo sullo strumento aumentandone così la portata di 2,5 volte (125 μA). Si ottiene così una riduzione della portata in ohm alla decima parte ($4 \times 2,5 = 10$).

Naturalmente solo una parte della tensione di alimentazione si stabilisce all'estremità dell'oggetto in prova in ragione del rapporto *resistenza di isolamento / resistenza interna del megaohmmetro*. Perciò la tensione di prova è tanto più elevata quanto maggiore è l'isolamento dell'oggetto provato e solamente se la resistenza di isolamento è

FIG. 1. - Quadrante dello strumento.

(*) Pervenuto alla redazione il 10-IX-1946.

infinita la tensione di prova coincide con quella di alimentazione. Il valore della tensione a cui è sottoposto l'elemento si legge direttamente sul quadrante dello strumento (fig. 1).

Nonostante l'elevata tensione in gioco lo strumento è costruito in modo da non riuscire pericoloso per l'operatore.

Le caratteristiche dello strumento si possono così riassumere:

A) *Scala diretta*: minima resistenza letta 50 kΩ, centro scala 2 MΩ; massima resistenza 200 MΩ; tensione massima di prova 250 V.

B) *Scala* × *10*: minimo 0,5 MΩ; centro 20 MΩ; massimo 2000 MΩ; massima tensione di prova: 1000 V.

Il circuito.

È rappresentato in figura 2 e si può dividere in due parti: l'*alimentatore* e il *circuito di misura* propriamente detto.

L'ALIMENTATORE. — Per ottenere una tensione di 1000 V con normali parti componenti l'apparecchio si è fatto uso di un circuito duplicatore di tensione che richiede due diodi di qualunque tipo. Le due sezioni secondarie del trasformatore di alimentazione sono usate in serie cosicchè la presa centrale non viene utilizzata. Nel caso qui considerato è stato usato un trasformatore Geloso 5553 a due diodi tipo 80. La accensione scarsa (4 volt invece di 5) favorisce la conservazione dei tubi ed aumenta la loro tensione inversa di scarica cosicchè essi sopportano più facilmente la notevole tensione inversa che, peraltro, col circuito usato non supera i limiti normali. Data la piccola corrente assorbita la scarsa accensione non porta d'altra parte ad inconvenienti di altro genere.

Il funzionamento del circuito è il seguente: quando in una semi alternanza il punto A è positivo rispetto al punto B si manifesta una corrente nel senso A, C_2, R_2, D_2, L_2, B, che carica il condensatore C_2 (a vuoto tale carica raggiungerebbe il valore massimo della tensione AB cioè: $1,41 \times 2 \times 320 = \infty$ 900 V); nell'altra semi alternanza si carica invece, alla stessa tensione, il condensatore C_1; la corrente segue, in questo caso, il senso B, L_2, D_1, R_1, C_1, A. La tensione utilizzata è la somma di queste due giacchè i due condensatori sono in serie e

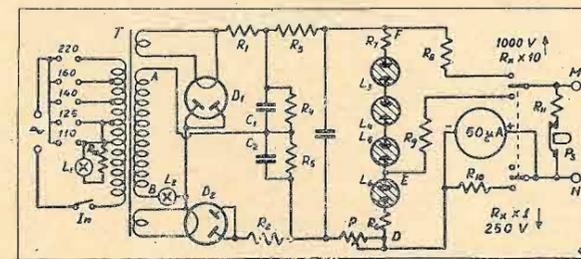



FIG. 2. - Circuito del megaohmmetro.
T=trasformatore Geloso 5553 o simile; D_1=D_2=2 diodi tipo 80 o simili; L_1=lampadina micromignon 6,3 V, 0,1 A; L_2=lampadina micromignon 4 V, 0,04 A; L_3=L_4=L_5=L_6=lampade mignon al neon per 220 V; C_1=C_2=0,5 μF, 1500 V; C_3 (manca la sigla sulla figura)=2 μF, 2000 V; R_1=R_2=20 kΩ; R_3=0,1 MΩ (da aggiustare durante la messa a punto); R_4=R_5=1 MΩ; R_6=10 ÷ 40 kΩ (da aggiustare); R_7=50 ÷ 150 kΩ (da aggiustare); R_8=20 MΩ (tarata); R_9=2 MΩ (tarata); R_{10} da tarare secondo la resistenza interna del microamperometro; R_{11}=1kΩ; R_{12} secondo la lampadina L_1; P=potenziometro a filo lineare ad asse isolato 50 kΩ.

FIG. 3. - Vista posteriore del megaohmmetro.

dovrebbero quindi raggiungere a vuoto un valore pari al doppio del valore massimo della tensione AB (circa 1800 V nel nostro caso). Nonostante la limitata corrente assorbita, le numerose cadute di tensione nel circuito riducono tale tensione al valore voluto. A tale scopo si regoleranno le resistenze R_1, R_2, R_3, R_6, R_7 come sarà accennato più avanti.

La lampadina micromignon L_2 (4 V, 0,04 A) serve da fusibile contro ogni evenienza. I condensatori del filtro sono del tipo a carta. Non possono essere usati condensatori elettrolitici perchè, a parte il loro scarso isolamento, le variazioni della loro corrente continua di circolazione, rappresentando una parte importante della totale corrente assorbita, portano a notevoli variazioni della tensione all'uscita del filtro. Ciò specialmente per il fatto che tale filtro, in luogo di induttanze, usa semplici resistenze. Del resto per ottenere uno spianamento sufficente (la componente alternativa residua non deve nè far vibrare l'indice nè, tanto meno, danneggiare lo strumento) bastano condensatori di capacità relativamente modesta. Nello strumento descritto si sono usati i seguenti condensatori: $C_1 = C_2 = 0,5$ μF, isolamento 1500 V (tensione di esercizio 600 ÷ 700 V); $C_3 = 2$ μF, isolamento 2000 V (tensione di esercizio 1000 V). Per quest'ultimo è buona norma usare possibilmente un condensatore ancor meglio isolato, sia pure di capacità minore. Per ottenere un'uguale tensione all'estremità dei due condensatori C_1 e C_2 questi devono essere uguali tra loro.

Il filtro è completato dalle due resistenze R_1 ed R_2 incluse in serie con ciascun raddrizzatore di una semionda, (esse hanno anche una funzione protettiva contro eventuali scariche nei condensatori) e dalla resistenza R_3.

Le resistenze R_4, R_5 hanno l'ufficio di scaricare i condensatori non appena si spenga l'apparecchio evitando che, nell'esame del circuito, si possano ricevere scariche pericolose.

Dopo il filtro vi è un partitore di tensione formato da quattro lampade al neon da 220 V (si usino quelle che servono da spie nei quadri elettrici e che sono general-

mente montate su zoccolo mignon, vedi fig. 3) e dalle resistenze R_4 ed R_5. Tali lampade hanno un effetto stabilizzatore sulla tensione di uscita. Anche se questo effetto non è molto grande, dato che generalmente queste lampade comprendono nello zoccolo una resistenza limitatrice che, assieme alle due resistenze aggiunte R_6 ed R_7, aumenta la resistenza differenziale complessiva del partitore, tuttavia esso è generalmente sufficente.

La corrente in questo circuito potenziometrico si aggira sui 2 mA e la tensione all'estremità di ciascuna lampada al neon risulta compresa fra 200 e 220 V. Per conseguire tali condizioni di funzionamento, disposto il potenziometro P (asse isolato) a metà corsa si debbono regolare le tre resistenze R_3, R_6, R_7. La R_3 serve per la regolazione comune, R_6 deve essere regolata fino a che la tensione fra i punti D ed E è di 250 V e la R_7 fino a che la tensione fra D ed F è di 1000 V. Le tre regolazioni sono in parte dipendenti una dall'altra e per effettuarle si è preferito sostituire, in sede di collaudo dell'apparecchio, tre potenziometri connessi con fili volanti. Raggiunta la corretta regolazione essi sono stati sostituiti con resistenze fisse di valore uguale a quello misurato sui potenziometri. I valori esatti (o quasi - la regolazione non è critica) si possono trovare scegliendo fra le resistenze chimiche in dotazione nel laboratorio o, tutt'al più combinandone due in serie o in parallelo fra loro secondo i casi.

Il potenziometro P consente di regolare ulteriormente la tensione entro ristretti limiti in più e in meno e serve per ottenere l'azzeramento dello strumento.

L'interruttore I_n, la lampadina spia L_1, connessa attraverso una adatta resistenza (R_{12} fra le prese 110, 125 V) del cambio tensione (non conviene usare i secondari per l'accensione dei diodi perchè ambedue sono sottoposti a tensioni elevate) completano l'alimentatore.

Circuito di misura. — Dai punti D, E, F, comincia il circuito di misura. Esso comprende: la resistenza limitatrice fissa (R_8 per la scala di maggiore sensibilità, R_9 per l'altra scala), il microamperometro, il commutatore (che, oltre a cambiare la tensione di alimentazione e la relativa resistenza limitatrice, connette altresì per la portata minore, il derivatore R_{10} sullo strumento) ed infine il pulsante P_s (che attraverso la resistenza R_{11} mette praticamente in cortocircuito i morsetti $M\,N$ ai quali deve essere connesso l'oggetto in prova).

Se la tensione fra $D\,F$ è di 1000 V e la portata del microamperometro di 50 μA la resistenza R_8 risulta di 1000/50 = 20 MΩ. Chiudendo il circuito (esso è già normalmente chiuso attraverso a P_s e alla R_{11} che è trascurabile), lo strumento deve andare esattamente sullo zero della scala (estremità di destra). Se ciò non si verifica occorrerà regolare R_8 finchè tale condizione è raggiunta.

La scala dei megaohm può essere tracciata mediante la seguente relazione:

$$I = \frac{V_{DF}}{R_8 + R_x}$$

dove I è la corrente che si otterrà inserendo la resistenza R_x. Scegliendo per R_x valori qualsiasi corrispondenti alle divisioni che si vogliono segnare sulla scala, si trovano i valori della corrente in corrispondenza dei quali si devono effettuare i segni della scala. In realtà sulla

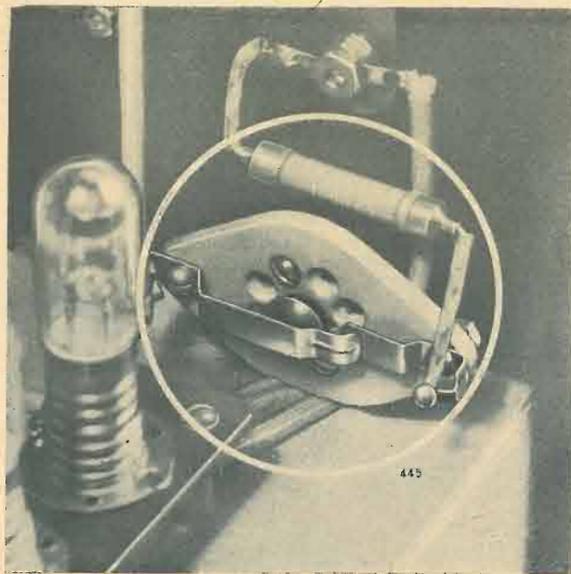



Fig. 4. - Particolare del pulsante costruito usando uno zoccolo octal in ceramica.

scala si sono scritti tali valori divisi per 10 in modo che la lettura è diretta per la portata minore e va moltiplicata per 10 per la portata maggiore. Perciò, nel caso da noi considerato, la scala risulta come in figura 1.

Per l'altra portata dello strumento si sceglierà la resistenza R_9 pari esattamente a $R_8/10$ e si curerà di ottenere che, senza ritoccare il potenziometro di azzeramento P, lo strumento vada nuovamente sullo zero regolando il derivatore (shunt) R_{10}. Solo in tal modo la scala tracciata per la portata superiore sarà valida, anche per la portata inferiore. Infatti per ottenere ciò è essenziale che sia $R_8/R_9 = 10$. È opportuno che la regolazione di R_{10} sia così accurata che, passando dall'una all'altra portata, l'indice rimanga sullo zero senza necessità di regolare il potenziometro di azzeramento.

Molta cura va posta nell'isolamento di tutto il circuito ma specialmente nell'ultima parte di esso (strumento, derivatore, commutatore, pulsante, morsetti). In particolare, nonostante la semplicità della commutazione, conviene usare un potenziometro a due piani in modo che l'isolamento fra i due commutatori sia sufficente. Si deve infatti ottenere che premendo il pulsante l'indice segni resistenza infinita (estremità di sinistra); è cioè necessario che l'isolamento fra i due morsetti superi nettamente 2000 MΩ che corrisponde all'ultimo valore segnato sulla scala.

Il pulsante P_s che difficilmente si trova sul mercato (premendo deve aprire il circuito), e che, anche se si trova, non è sempre sufficentemente isolato, è stato costruito su uno zoccolo per valvola di steatite come si vede chiaramente nella figura 4.

Impiego dello strumento.

Poichè i morsetti $M\,N$ sono normalmente in corto circuito, ad essi può essere connesso l'oggetto in prova senza alcun pericolo per l'operatore. Dopo la connessione e senza più toccare l'oggetto, si premerà il pulsante ed allora la tensione verrà applicata (fig. 5).

Se l'oggetto è un condensatore occorrerà parecchio tempo prima che la tensione raggiunga il suo valore massimo perchè la carica si effettua attraverso la resistenza R_8 per la portata più elevata ed alla R_9 per quella più bassa. Anzi dalla rapidità della carica si può avere un'idea abbastanza precisa della capacità del condensatore in prova. Per rendere agevole la determinazione approssimativa della capacità, sulla scala sono segnati tre punti. Nel caso della portata più alta (1000 V) misurando con un normale cronometro da polso il tempo in secondi che intercorre fra l'abbassamento del tasto e quello di passaggio della lancetta in corrispondenza del primo punto si ottiene la capacità in microfarad del condensatore. Se tale tempo è troppo breve (capacità troppo piccola) si può usare il secondo punto che richiede, per essere raggiunto, un tempo 10 volte più grande, infine il terzo punto richiede un tempo 25 volte più grande. Per la portata minore di 250 V gli stessi punti corrispondono a capacità 10 volte più grandi e cioè il punto centrale si raggiunge in un numero di secondi

Fig. 5. - Uso dello strumento.

uguali alla capacità in microfarad, il primo punto in tempo pari alla decima parte della capacità (p. es. 1 s con la capacità di 10 μF) e il terzo punto in un tempo 2,5 volte più grande (p. es. 10 s con 4 μF) [1].

Affinchè la corrispondenza fra tempo di carica e capacità si verifichi occorre che il condensatore sia molto bene isolato occorre cioè, che sia pure lentamente, l'indice dello strumento oltrepassi nettamente il punto considerato. Se l'isolamento è buono l'indice scende naturalmente fino a segnare resistenza infinita (estremità di sinistra).

Effettuata la prova, abbandonando il pulsante prima di staccare il condensatore dai morsetti $M\,N$, come viene naturale, questo viene scaricato (attraverso la resistenza da R_{11} evitando così una scarica troppo violenta e lo scintillio sui contatti del pulsante) e non vi è pericolo di ricevere pericolose scosse maneggiando il condensatore provato.

La sensibilità dell'apparecchio è più che sufficente e tale che, stringendo tra i morsetti $M\,N$ una striscia di bachelite, se questa non è di ottima qualità e ben pulita lo strumento indicherà una resistenza non infinita. Esso risulterà di grande utilità, sia ai radioriparatori sia come apparecchio di collaudo durante la produzione, anche per la sua rapidità, prontezza e facilità di impiego.

Laboratorio di Radiotecnica
Istituto Tecnico Industriale - Torino

[1] È noto che durante la carica di un condensatore C la tensione istantanea v fra le sue armature cresce in funzione del tempo t secondo la legge esponenziale espressa dalla seguente equazione

$$v = V_0\,(1 - e^{-t/(RC)})$$

dove: V_0 = tensione della sorgente di carica
e = 2,718 = base dei logaritmi neperiani
R = resistenza attraverso alla quale viene caricato il condensatore (RC = costante di tempo).

Si ha allora:

$$t = RC \log_e \frac{V_0}{V_0 - v} = \left(2{,}3\,R \log_{10} \frac{V_0}{V_0 - v}\right) C = K \cdot C$$

ove si è posto:

$$K = 2{,}3\,R \log_{10} \frac{V_0}{V_0 - v}.$$

Assegnando a K valori semplici (0,1, 1, 2,5, 10, 25) così da poter usare direttamente la $C = t/K$ e misurando R in MΩ, C in μF e quindi RC in s si ottiene:

V_0 = 1000 V; R = 20 MΩ			V_0 = 250 V; R = 2 MΩ		
K = 1	v = 58 V	$C = t$	K = 0,1	v = 11,7 V	$C = 10\,t$
K = 10	v = 393 V	$C = t/10$	K = 1	v = 98 V	$C = t$
K = 25	v = 714 V	$C = t/25$	K = 2,5	v = 178 V	$C = t/2{,}5$

I valori di v trovati sono quelli corrispondenti ai tre punti segnati sulla scala.

LETTERE ALLA DIREZIONE

Dal prof. ing. Antonio Gigli dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale G. Ferraris riceviamo la seguente lettera che, oltre a qualche osservazione riguardante l'articolo « Il problema acustico delle sale per audizione » fornisce ulteriori interessanti dati che serviranno a mettere in luce la complessità ed in parte l'indeterminatezza del problema.

Signor Direttore,

« Ho letto con molto interesse l'articolo pubblicato nel fascicolo di maggio 1946 di « Elettronica » dall'ing. Scholz e dall'arch. Venturelli: esso tuttavia contiene alcune affermazioni sulle quali mi pare di non poter del tutto concordare ed in merito alle quali spero che le seguenti osservazioni possano riuscire di qualche interesse per i lettori del Suo periodico.

« 1. - A pag. 183 nella figura 1 è riportato il diagramma del coefficiente di assorbimento della lana di vetro, del tipo « Vetroflex », in funzione della frequenza. Secondo questo grafico l'assorbimento risulterebbe assolutamente costante oltre i 400 Hz ed eguale a 0,90. Vien subito da domandarsi per quale spessore di materiale e per quali condizioni di posa in opera valgano questi dati: una precisazione sembra infatti essenziale. Nei grafici della figura A, che allego a questa lettera, ho raccolto, sempre per la lana di vetro, i dati che risultano dalle esperienze di vari autori. Appare che il coefficiente di assorbimento della lana di vetro cresce al crescere della frequenza, come accade per tutti i materiali porosi, raggiungendo soltanto fra i 500 ed i 1000 Hz un valore, che si mantiene molto elevato, ma non assolutamente costante.

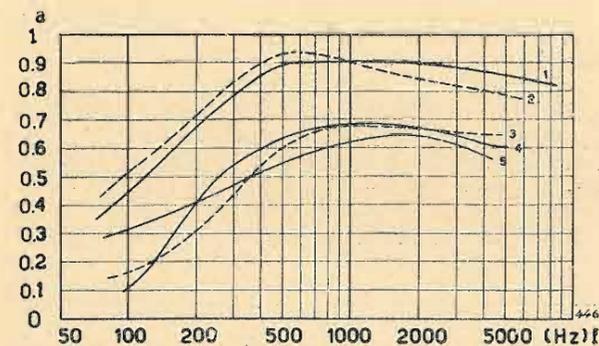



FIG. *A*. - Coefficente di assorbimento (per suono diffuso) della lana di di vetro. 1) da Davis: materassino di lana di vetro dello spessore nominale di 38 mm, con intercapedine d'aria di 50 mm; 2) da Stanton: materassino di lana di vetro dello spessore di 25 mm, con intercapedine di 50 mm; 3) da Furrer: materassino da 25 mm; 4) da Gigli: materassino di lana di vetro da 30 mm, con 25 mm di intercapedine d'aria; 5) da Gigli: materassino di lana di vetro da 20 mm con intercapedine d'aria di 30 mm.

« I dati raccolti nei grafici della figura A si riferiscono a tipi di lana di vetro diversi, e sono desunti da misure effettuate in condizioni non sempre confrontabili ma appunto per questo resta dimostrato che il disuguale assorbimento alle varie frequenze è una proprietà generale.

« Interessante, mi pare, il confronto fra le prove Davis (effettuate presso il National Physical Laboratory di Teddington) e quelle Gigli (effettuate presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale di Torino) relative le une e le altre a lana di vetro tipo « Vetroflex ». Si osserva fra l'altro che il coefficiente di assorbimento cresce con il crescere dell'intercapedine di aria dietro il materiale, come è teoricamente prevedibile. È altresì da far presente che le prove Davis e Gigli sono ben confrontabili, perchè effettuate in condizioni sperimentali pressochè identiche in camere riverberanti simili.

« I grafici dovuti a Stanton ed a Furrer contengono invece i risultati di misure effettuate in auditori radiofonici; rimane confermato tuttavia sia l'andamento generale del fenomeno, sia il buon accordo con i risultati di laboratorio: non mi è noto a che tipo di lana di vetro si riferiscono, nè con tutta precisione le condizioni di posa.

« I dati così come sono presentati nell'articolo Scholz-Venturelli tendono a sottovalutare le frequenze basse (per la scelta fra l'altro di una scala lineare in luogo della più usuale scala logaritmica nelle ascisse). A parte questo artificio, immediatamente evidente, non sembra che sia ammissibile ignorare l'importanza viceversa predominante delle basse frequenze: infatti nella parola la maggior parte dell'energia sonora è contenuta nella gamma sino a 1000 Hz (circa l'85%), mentre le frequenze superiori hanno interesse per l'intelligibilità. Analogamente per la musica, come risulta dalle accurate e numerose misure di Sivian, Dunn e White, di cui non sto a riportare qui i risultati per il dovuto riguardo all'economia di spazio.

« Un assorbimento troppo elevato delle alte frequenze si dimostra d'altro lato non conveniente in quanto ne riduce l'intensità in rapporto alle basse frequenze, diminuendo così l'intelligibilità della parola e la fedeltà e la brillantezza della musica. Non è infatti raro che sale, eccessivamente rivestite di lana di vetro, risultino « sorde » (eccessivo assorbimento delle alte frequenze): questo è tanto vero che si tende a ridurre l'assorbimento eccessivo della lana di vetro alle alte frequenze, ricoprendola con piastre forate, come è detto anche nell'articolo Scholz e Venturelli: ma su questo punto avrò occasione di ritornare fra breve.

« In accordo con la teoria dell'assorbimento del suono da parte di corpi porosi, si può affermare che soltanto con rivestimenti di notevole spessore si può avvicinare se non raggiungere una invarianza del coefficiente di assorbimento con la frequenza. A conferma di questa affermazione, ho raccolto nei grafici della figura B, i risultati di prove effettuate con incidenza dell'onda sonora perpendicolarmente al materassino di lana di vetro, e per spessori via via crescenti. Appare chiaro come soltanto con spessori assolutamente inapplicabili in pratica, salvo che in casi eccezionali, si raggiunga, alle basse frequenze, un valore dal coefficiente di assorbimento uguale a quello che si ha alle medie ed alte frequenze.

« La tendenza al diminuire dell'assorbimento verso i

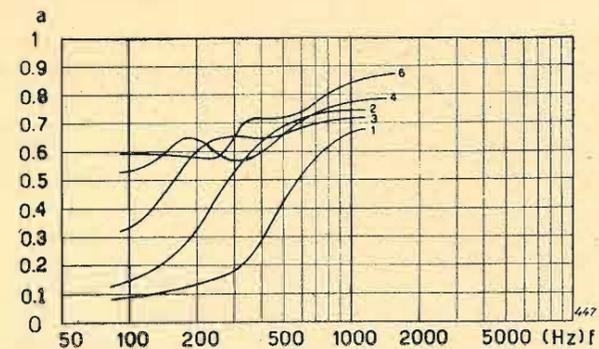



FIG. *B*. - Coefficente di assorbimento di lana di vetro, per incidenza dell'onda sonora perpendicolarmente al campione. Materassini dello spessore di 20 mm e del peso di 2,3 kg al m². Nella figura ogni cifra indica il numero dei materassini.

1000 Hz dipende da fenomeni di risonanza che si manifestano quando la lunghezza d'onda comincia ad essere paragonabile allo spessore dello strato assorbente: poichè i vari spessori erano ottenuti con la sovrapposizione di materassini dello spessore nominale di 20 mm, per i maggiori spessori cominciano a farsi apprezzabili le variazioni di impedenza che si hanno al passaggio da uno strato all'altro. La irregolarità dei grafici dipende invece dal fatto che basta variare anche di poco lo spessore durante la messa in opera per cambiarne lievemente, ma apprezzabilmente, le caratteristiche acustiche; del resto anche pezzi tratti dallo stesso materassino non hanno sempre lo stesso spessore, nè la stessa densità.

« 2. - Successivamente gli AA osservano che la lana di vetro viene convenientemente adoperata ricoprendo i materassini con lastre forate ed a pag. 187 riportano il grafico di figura 6, dal quale, secondo gli AA, si ricaverebbe la diminuzione del coefficiente di assorbimento in funzione della percentuale di foratura per la frequenza di 1000 Hz. Anche questo grafico è perlomeno incompleto. Ci si può infatti domandare: si avrà la stessa diminuzione a tutte le frequenze e cioè il diagramma del coefficiente di assorbimento della lana di vetro ricoperta da lastre forate si manterrà simile a quello relativo al materiale nudo oppur no?

« Nei grafici di figura C ho raccolto i risultati di esperienze da me effettuate, e dalle quali appare che il diagramma del coefficiente di assorbimento della lana di vetro

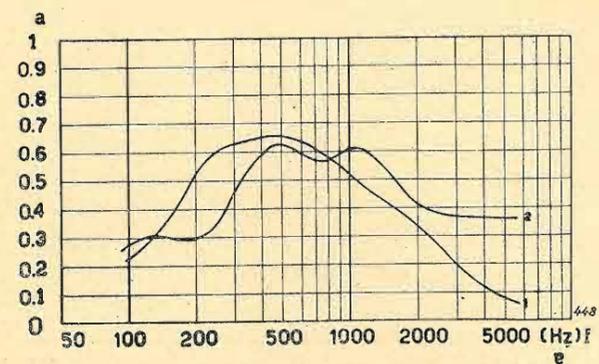



FIG. *C*. - Coefficente d'assorbimento di lana di vetro ricoperta da lastre forate (percentuale di foratura del 5% circa). I grafici 1 e 2 si riferiscono a diversi tipi di lana di vetro.

ricoperta da lastre forate non rimane affatto simile a quello relativo al materiale nudo. La forma di questi diagrammi si dimostra d'altra parte opportuna, perchè con il ricoprimento si riporta l'assorbimento per le alte frequenze ai valori relativi alle basse frequenze, evitando così gli inconvenienti cui si è poco sopra accennato. Il diagramma fornito nell'articolo citato è del resto scarsamente utile anche perchè esso vale per percentuali di foratura dal 10% in su: in pratica vengono adoperate percentuali di foratura che vanno dal 5 al 15% e solo raramente di poco superiori.

« Si deve infine annotare che il fenomeno è complesso, perchè all'assorbimento per porosità da parte del materassino, viene ad aggiungersi anche l'assorbimento per vibrazione della piastra forata ed è difficile prevedere, in linea generale, l'importanza relativa dei due fenomeni, per quanto sia in genere da presumere non grande l'assorbimento per vibrazione.

« 3. - Una conoscenza adeguatamente precisa delle caratteristiche acustiche del materiale che si desidera adottare per il rivestimento di una sala è di evidente necessità, ma occorre poi vedere come utilizzare questo dato.

« A mio modo di vedere, non si deve credere, come sembra trasparire da diversi passi dell'articolo Scholz-Venturelli, che occorra o sia bene adottare un rivestimento ad elevato assorbimento. Infatti dalla formula per il calcolo del tempo di riverberazione si ricava, per una sala di volume determinato, quante unità di assorbimento debbono aversi complessivamente. Rimane del tutto indeterminato se convenga preferire un rivestimento di basso assorbimento su di una grande superficie, o uno ad elevato assorbimento su piccole superfici, od anche attuarsi una condizione intermedia. In linea generale qualsiasi soluzione può condurre a buoni risultati: molto dipende dalla forma della sala, poichè secondo le moderne vedute sull'argomento, l'efficacia di un rivestimento assorbente è diversa a seconda della sua posizione. Questo in contrasto, almeno parziale, con le originarie vedute del Sabine e quelle che dalla sua teoria scaturiscono. La relazione del Sabine e le altre, equivalenti dal punto di vista che ora si considera, hanno notoriamente valore di prima approssimazione e sono tanto più valide quanto più elevata è la frequenza. Nelle grandi sale il decrescere dell'intensità sonora è notevolmente influenzato dalle prime riflessioni e per questo motivo (e soprattutto alle basse frequenze) più che il coefficiente di assorbimento medio (quello relativo al suono diffuso) interessa il coefficiente di assorbimento relativo ad un determinato angolo d'incidenza. Ora il coefficiente di assorbimento varia sensibilmente con l'angolo d'incidenza, mentre ovviamente l'angolo d'incidenza dell'onda sulla parete dipende dalla forma della sala. Si capisce quindi come si possa variare l'efficacia di un certo rivestimento assorbente variandone la posizione.

« Le più moderne vedute sull'acustica delle sale tendono adunque a ridurre l'importanza sinora attribuita al soddisfacimento rigoroso della formula del tempo di riverberazione e nel complesso tendono a lasciare al gusto ed all'abilità del progettista la scelta entro una notevole gamma di soluzioni, tecnicamente ed artisticamente equivalenti, se pur diverse. »

Ing. ANTONIO GIGLI
Istituto Elettrotecnico Nazionale « G. Ferraris »

Gli Autori dell'articolo di cui è oggetto la lettera precedente, presa conoscenza di essa, hanno così risposto.

Spett. Direzione di « Elettronica »,

« Le osservazioni dell'ing. Gigli al nostro articolo pubblicato cortesemente da « Elettronica » nel fascicolo di maggio, c. a., e più ancora gran parte dei dati sperimentali che con l'occasione Egli ha voluto gentilmente fornire, ci hanno vivamente interessato.

« Per la parte che riguarda il nostro articolo facciamo a nostra volta le seguenti brevi osservazioni:

« 1) I dati relativi al filato di vetro a fibra lunga, da noi riportati sul diagramma a pag. 183, ci sono stati gentilmente forniti, su nostra richiesta, dalla rappresentanza a Torino della Vetreria Italiana Balzaretti e Modigliani di Livorno, produttrice del « Vetroflex ». Essi sono stati ricavati sperimentalmente dal prof. A. H. Davis del Physical Laboratory di Teddington (Londra) e danno un coefficiente di assorbimento costante ($a = 0{,}90$) da circa 500 a circa 4.000 Hz. Lo spessore del materassino è quello normale « Vetroflex » e cioè di 30 mm in media. I dati del diagramma in parola concordano molto bene con quelli della curva 1 della figura A, allegata alla lettera dell'ing. Gigli, tanto che riteniamo si riferiscano alle stesse esperienze. C'è solo un leggero divario per la frequenza di 4.000 Hz alla quale, secondo i dati forniti dall'ing. Gigli dovrebbe corrispondere un coefficiente di assorbimento di 0,88 contro il 0,90 da noi riportato. Riteniamo pertanto non corrispondente quanto afferma l'ing. Gigli e cioè che dal nostro diagramma risulterebbe che il coefficiente di assorbimento del Vetroflex è costante « oltre i 400 Hz »; il diagramma infatti è esteso fino a 3.200 Hz soltanto e quindi sarebbe più esatto dire che da esso risulta che il coefficiente di assorbimento, per tale materiale, è costante fra i 500 ed i 3.200 Hz circa. Questi risultati sono del resto confermati dalla curva n. 1 della già citata figura A.

« La scelta della scala lineare, in luogo di quella logaritmica, è stata fatta per meglio confrontare, in campo discretamente esteso di frequenze, la variazione del coefficiente di assorbimento di alcuni materiali, con quella del coefficiente d'assorbimento del filato di vetro, nella gamma di frequenza in cui quest'ultimo è costante.

« Con questo grafico non si è voluto affatto sottovalutare l'importanza delle frequenze basse tanto più che nel nostro articolo è fatto esplicito cenno della necessità di considerare seriamente tali frequenze (pag. 187).

« 2) L'ing. Gigli asserisce essere incompleto il diagramma a pag. 187. Tale diagramma non vuole rappresentare altro che la variazione del coefficiente di assorbimento percentuale (per la frequenza di 1000 Hz) in funzione del rapporto fra l'area dei fori e quella totale delle piastre di stucco forate che vengono comunemente adoperate per coprire i materassini assorbenti.

« Sotto tale aspetto non si può dire che il diagramma sia incompleto perchè non mancano gli elementi occorrenti per la sua lettura è cioè la frequenza, il rapporto fra l'area dei fori e quella totale delle piastre forate ed il materiale assorbente.

« Dalla lettera dell'ing. Gigli risulterebbe che a completare i dati del diagramma in parola Egli riporti le curve 1 e 2 della figura C. Non ci sembra che queste curve ed il nostro grafico siano confrontabili. Di fatto nelle prime la variabile indipendente è la frequenza, quella dipendente è il coefficiente di assorbimento, ed è tenuto costante il rapporto area fori — area totale della piastra (5% circa), mentre nel secondo, dette variabili sono rispettivamente il rapporto area fori — area totale della piastra, il coefficiente di assorbimento percentuale ed è tenuta costante la frequenza.

« Comunque i risultati riportati nella figura C sono molto interessanti; sarebbe forse stato desiderabile che il grafico riportasse anche le curve corrispondenti del materiale nudo onde avere le caratteristiche « pure » del materiale sperimentato.

« Solo così, per la frequenza di 1000 Hz, sarebbe stato possibile trovare, per i due tipi di lana di vetro, il coefficiente di assorbimento percentuale da riportare come punto sul diagramma in figura 6 del nostro articolo.

« 3) Non era nostra intenzione far trasparire dal nostro articolo l'opportunità di fare largo uso di un rivestimento ad elevato assorbimento ma bensì di usare materiale fortemente assorbente là dove è necessario intercettare l'onda sonora in corrispondenza di quelle pareti che, per la loro disposizione nei confronti delle altre superfici della sala, possono dar luogo a fenomeni di eco o comunque provocare qualche dannosa sovrapposizione di suoni.

« Come dice bene l'ing. Gigli, non si può in generale affermare se sia meglio usare un rivestimento a basso assorbimento su grande superficie o uno ad alto potere assorbente su piccole superfici. Noi riteniamo che anche qui « in medio stat virtus » ma riteniamo altresì opportuno curare, per prima cosa, l'eliminazione dell'eco, delle focalizzazioni ed in genere dei disturbi dovuti a dannose riflessioni sulle superfici della sala, superfici che per ragioni atistiche o costruttive non sempre si possono orientare nella maniera più opportuna.

« Ed è per tali scopi correttivi che riteniamo molto utile il materiale ad alto potere assorbente opportunamente adoperato.

« Sarà poi, in un secondo tempo, cura del progettista, la ulteriore distribuzione nella sala di materiale assorbente di adatte caratteristiche, onde raggiungere un tempo di riverberazione ragionevole.

« Fatte queste brevi precisazioni ci dichiariamo ben lieti che l'ing. Gigli abbia preso lo spunto dal nostro articolo per far luce su alcuni punti poco chiari e per aggiungere preziose osservazioni e presentare dati sperimentali di notevole interesse. Per questo gli siamo molto grati come certamente lo saranno i lettori di « Elettronica » interessati nell'argomento. »

Ing. SCHOLZ - Arch. VENTURELLI

NOTIZIE BREVI

CENTRO NAZIONALE DI STUDI DI TELECOMUNICAZIONI (C.N.E.T.) IN FRANCIA

Con ordinanza 29 gennaio 1945 è stato creato in Francia questo nuovo organismo che ha lo scopo di riunire i mezzi di ricerca prima sparsi in sei ministeri differenti: P.T.T., guerra, marina, aria, colonie, informazioni. A ciascun ministero resta ancora una sezione di studi particolari per l'esame delle questioni di stretta pertinenza, ma i lavori di interesse comune sono trattati dal C.N.E.T.

Questo comprende tre Laboratori: il Laboratorio Nazionale di Radioelettricità, il Laboratorio di Applicazioni Generali di Radiocomunicazioni, il Laboratorio d'Acustica. Le spese del C.N.E.T. sono, alla fine di ciascun esercizio, ripartite tra i diversi ministeri in proporzione con l'importanza del lavoro effettuato per conto di ciascuno. Durante l'anno le somme vengono anticipate dal ministero P.T.T.

Il nuovo centro di ricerca è in stretto rapporto con il Comitato per il Coordinamento delle Telecomunicazioni Imperiali (C.C.T.I.). Lavora in collegamento con i laboratori di ricerca pura e con quelli dedicati ad altri campi della scienza (chimica, ad es.) e si tiene in rapporto con i grandi laboratori privati delle principali ditte industriali del paese.

L'attuazione pratica del C.N.E.T. è stata accelerata al massimo, sì che ormai può considerarsi a buon punto. Oltre 200 ricerche sono state iniziate o sono in programma; alcune sono giunte a conclusione e hanno avuto importanti applicazioni pratiche. (Dal « Bulletin Technique P.T.T. Suisses », agosto 1946).

L'iniziativa merita di essere considerata attentamente: in Italia si ha una situazione analoga a quella che si aveva in Francia prima della costituzione del C.N.E.T. Ogni ministero ha i suoi laboratori e svolge le ricerche scientifiche per proprio conto.

N. L. B.

VALVOLE

Numerosissimi sono i nuovi modelli di tubi che vengono continuamente introdotti sul mercato. Specialmente i tipi per le onde più corte sono in continuo sviluppo e si presentano sotto aspetti e forme spesso assai diversi. Siamo in un momento di cui allo sviluppo rapidissimo manifestatosi durante la guerra non è ancora sopravvenuto il periodo di assestamento e normalizzazione dei tipi che la pratica dovrà pure operare.

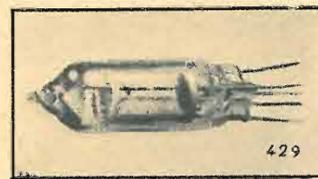
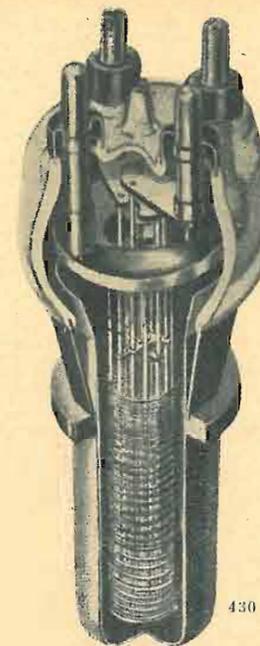
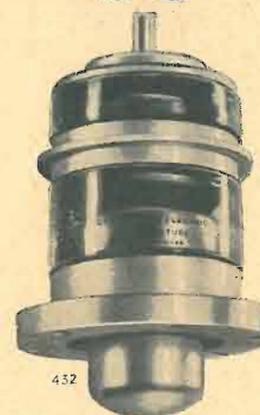



FIG. 1. - Dimensioni normali di un tubo del tipo «subminiatura».

Accanto alle piccolissime valvole poco più grandi di un fagiolo (fig. 1) che hanno servito per le radiospolette e che ora vengono usate oltre che nei ricevitori più piccoli, anche per quelli a modulazione di frequenza e per televisione, si notano le grosse valvole con raffreddamento a acqua di struttura ormai classica (fig. 2). Queste però, a causa di numerosi perfezionamenti apportati (conduttori del filamento e della griglia massicci e di grande conduttività, con superfici di contatto dorate, saldature robuste in « Kovar » ecc.), consentono di ricavare la piena potenza fino a circa 50 MHz (6 m).

Ben diversi si presentano i tubi per frequenze ancora più elevate. Per esempio la General Electric ha sviluppato vari tipi di tubi con saldatura anulare che consente di ottenere reofori di vasta superficie e di ridottissima reattanza propria. Restano inoltre facilitati gli accoppiamenti con i circuiti risonanti del tipo a linea coassiale o a cavità. La figura 3 illustra il tipo GL-9C24 Una coppia di questi tubi consente di ottenere in un circuito controfase di classe C, 6,4 kW con un assorbimento di 1,3A sotto 6000 V. Esso può essere usato fino a frequenze di oltre 200 MHz.

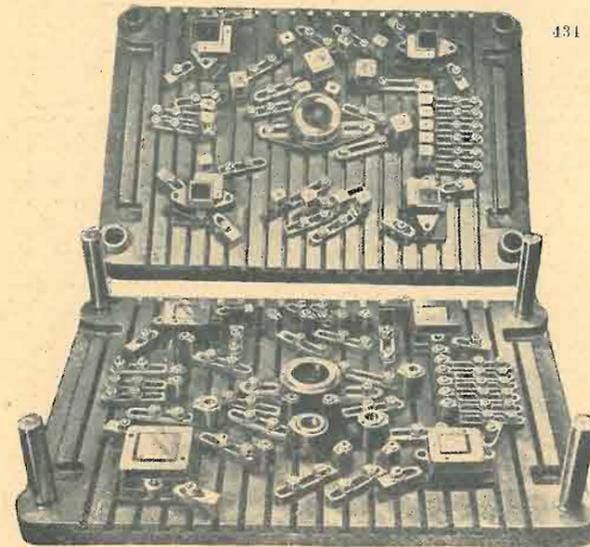
Infine particolare interesse presenta il tubo R.C.A. 8D21 illustrato nella figura 4. Esso è un doppio tetrodo in cui tutti gli elettrodi sono raffreddati a circolazione d'acqua che viene introdotta nella massa degli elettrodi stessi lungo condotti praticati in seno a ciascun reoforo. Ogni reoforo così forato attraversa il bulbo di vetro entro al quale sono contenuti tutti gli elettrodi, placche comprese. Ciò è chiaramente visibile nella figura. I reofori delle placche escono sulla sommità del bulbo, gli altri reofori in basso. Si ha così una straordinaria concentrazione di potenza che consente di ottenere, in un tubo che ha un bulbo del diametro di circa 15 cm (la massima altezza, compresi i reofori, è di circa 30 cm), una potenza totale di alimentazione di 16 kW a 300 MHz.

G. D.

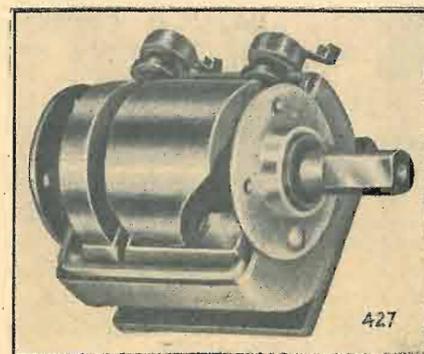
FIG. 2. - Triodo di grande potenza «Machlett» di struttura normale.
FIG. 3. - Triodo «G.E.» tipo GL-9C24 con saldature anulari.
FIG. 4. - Doppio tetrodo «R.C.A.» tipo 8D21 ad elettrodi raffreddati ad acqua nell'interno del bulbo di vetro.

STAMPI COMBINABILI

La Ditta Whistler, in una sua pagina pubblicitaria apparsa su « Electronics », presenta i suoi stampi combinabili per forare ed imbottire di cui un tipo è illustrato dalla figura allegata.

Abbiamo riportato la notizia e l'illustrazione perchè pensiamo che, se una Ditta italiana prendesse un'iniziativa del genere, essa incontrerebbe fortuna. Quanti sono i radioriparatori, i radiocostruttori artigiani che costruiscono i loro telai manualmente? Pensiamo che molti di essi acquisterebbero un'attrezzatura semplice e non molto costosa che consentisse loro di eseguire i telai in minor tempo, con maggior precisione e in modo di dare alla costruzione un aspetto più finito. Anche i laboratori di studio e di progetto delle grandi Ditte, e gli Istituti Scientifici potrebbero avvantaggiarsi di una attrezzatura di tale genere.

G. D.

CONDENSATORI VARIABILI SPECIALI

C'è chi fra le armature dei condensatori variabili introduce un dielettrico fluido come la Timing Instrument Co. che, in una sua pagina pubblicitaria comparsa sul n. 6 di «Electronics» 1946, illustra un nuovo tipo di condensatore variabile. Esso ha le armature massiccie e di forma insolita. Il rotore si muove in un dielettrico fluido ad alta costante dielettrica e basse perdite. Il condensatore è sigillato (in fig. è asportata la calotta superiore) e risulta antimicrofonico.

Condensatore variabile di nuova struttura con dielettrico fluido.

Altri invece sopprimono fra le armature perfino l'aria. Infatti come risulta a pag. 274 del n. 6 di « Electronics », la Jennings Radio Manufacturing Co. annuncia un nuovo tipo di condensatore nel vuoto la cui regolazione richiede 7 giri dell'albero. La figura riportata ne illustra due tipi che coprono il campo da 50 a 250 pF e da 5 a 25 pF sopportando una tensione di punta rispettivamente di 10 e 20 kV. Sembra trattarsi dei tipi a piatto per prove sui dielettrici.

Condensatori variabili nel vuoto (per misure).

G. D.

I PONTI RADIO USATI NEGLI IMPIANTI DI DIFFUSIONE SONORA

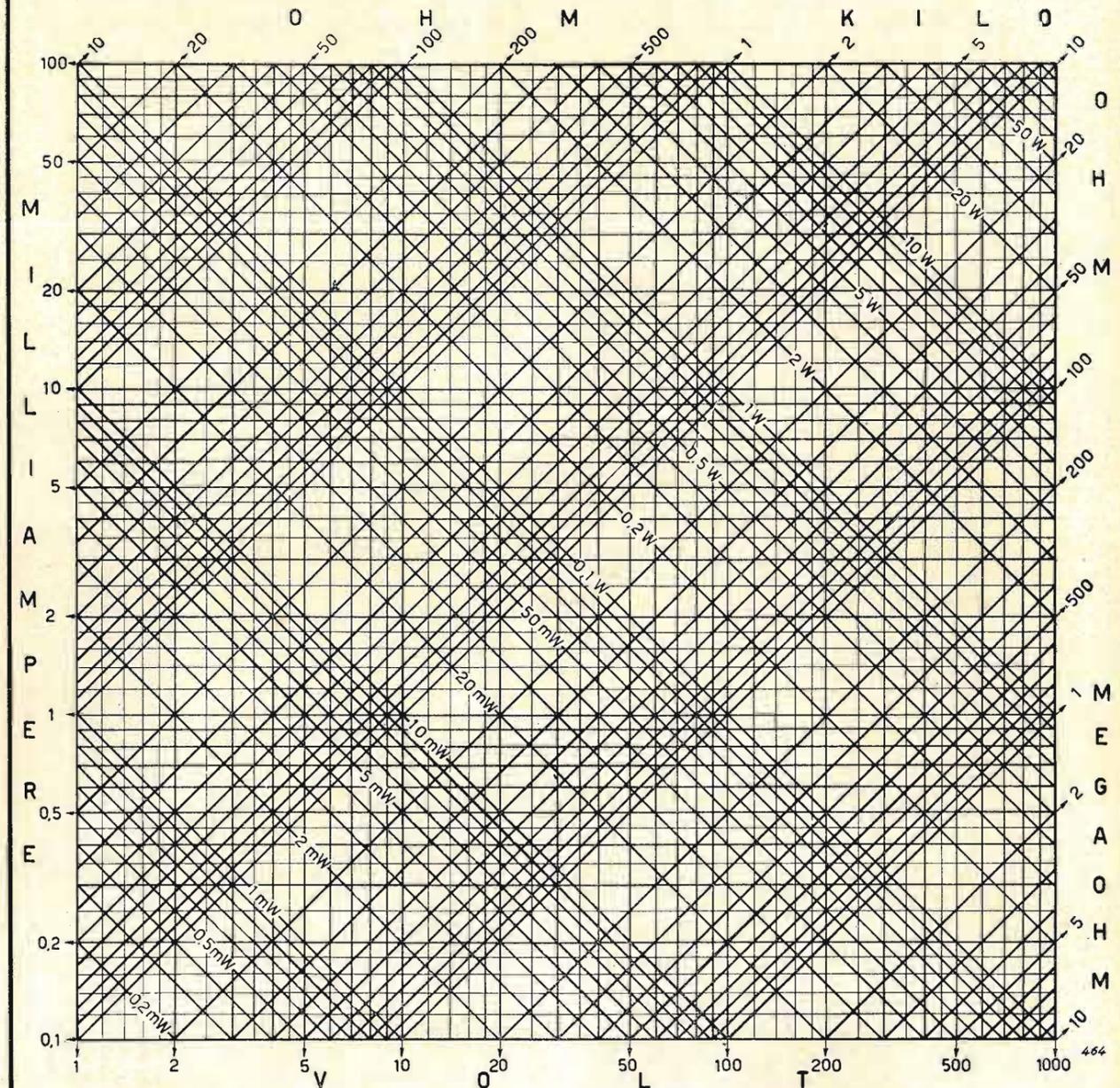
L'impianto di diffusione sonora che ha funzionato durante lo svolgimento del IIIo Circuito Automobilistico al Parco di Milano è stato effettuato, con il metodo dei « ponti radio », dalla Magneti Marelli. Si tratta di una nuova applicazione di questo sistema, già ben noto per collegamenti permanenti e più lunghi, anche alla diffusione sonora.

L'impianto si componeva di una cabina centrale situata in prossimità del traguardo. In essa le notizie e la musica da diffondere, oltre ad alimentare (attraverso amplificatori di adatta potenza e cavi di lunghezza limitata) gli altoparlanti vicini, modulavano un piccolo trasmettitore. La emissione di questo veniva ricevuta in tre centralini secondari opportunamente dislocati nel parco. Le notizie e la musica così ricevute per via radio e convenientemente amplificate, alimentavano altrettanti gruppi di altoparlanti, evitando l'istallazione di lunghi e costosi cavi. In complesso l'impianto comprendeva una quarantina di altoparlanti funzionanti con una potenza acustica complessiva di oltre 250 W.

Il sistema è interessante e sembra destinato ad essere usato tutte le volte che vi sia da « sonorizzare » una vasta zona.

Il confronto fra il costo delle apparecchiature aggiuntive necessarie con questo metodo (trasmettitori e ricevitori) e quello dei cavi risparmiati, diventa ovviamente tanto più favorevole alle prime quanto più vasta è l'area da servire. Occorre poi osservare che le considerazioni di costo delle apparecchiature non entrano granchè in conto in impianti provvisori perchè esse sono interamente recuperate e possono servire ogni volta e dovunque se ne presenti la necessità. Inoltre le apparecchiature si prestano ad una normalizzazione in seguito alla quale lo stesso trasmettitore e lo stesso ricevitore, usato in numero più o meno grande di esemplari, possono servire a qualsiasi genere di impianto. Assume invece importanza preponderante il costo e la rapidità di istallazione nonchè la sicurezza del funzionamento. E queste qualità sono a favore del nuovo metodo.

G. D.

RELAZIONI $V = RI$, $P = IV = RI^2 = V^2/R$ IN UN RESISTORE

ESEMPI D'IMPIEGO: 1. Un resistore di 5000 Ω determina una caduta di tensione di 60 V. Si richiede la potenza dissipata e la corrente che lo percorre. In corrispondenza al valore di 60 V sulle ascisse si segua la verticale fino ad incontrare l'obliqua corrispondente a 5000 Ω; il valore della corrente si leggerà sull'ordinata che passa per il punto d'incontro, cioè 12mA, quello della potenza si leggerà (direttamente o per interpolazione) sull'obliqua relativa alla potenza passante per il punto stesso, cioè 0,7 W. / **2.** Un resistore di 2MΩ è percorso da una corrente di 0,3mA. La caduta di tensione si leggerà sull'ascissa corrispondente al punto d'incontro dell'ordinata 0,3mA con l'obliqua 2MΩ, cioè 600 V. La potenza, 0,18W, si leggerà sull'altra obliqua passante pure per tale punto d'incontro. / **3.** Un resistore percorso da una corrente di 2mA deve provocare una caduta di 300 V. L'incrocio delle rette corrispondenti a tali valori darà sulle oblique passanti per esso il valore della resistenza, 150 kΩ, e della potenza, 0,6 W.

ESTENSIONE DEL CAMPO DI UTILIZZAZIONE. Il campo d'utilizzazione del grafico, in cui sono portati valori di correnti e tensioni usati correntemente in radio, si può estendere a multipli e sottomultipli di essi purchè si modifichi il valore trovato tenendo conto dei coefficenti di riduzione con cui si sono riportati sul grafico i valori dati.

ESEMPI: 1. $V = 9$kV, $R = 200$ MΩ. Il primo valore si legge in corrispondenza dell'ascissa 900 V, quindi con un coefficiente di riduzione 10, il secondo in corrispondenza di 2 MΩ, con coefficiente 100. Essendo $I = V/R$, la corrente letta 0,45 mA va moltiplicata per 10 e divisa per 100, cioè moltiplicata per 0,1 e quindi diventa 0,045 mA. La potenza, essendo $P = V^2/R$, sarà quella letta moltiplicata per $10^2 \times 0{,}01 = 1$, cioè 0,405 W. / **2.** $I = 9$ A, $R = 2$ Ω. Il valore 9 A va letto in corrispondenza di 90 mA con coefficiente di riduzione 100, quello 2 Ω in corrispondenza di 20 Ω con coefficiente 0,1. La tensione letta va moltiplicata (essendo $V = IR$) per $100 \times 0{,}1 = 10$ e risulta così 18 V. La potenza letta va moltiplicata (essendo $P = I^2R$) per $100^2 \times 10 = 1000$ e risulta 162 W. / **3.** $V = 0{,}2$ V, $I = 50$ mA. Il valore 0,2 V lo si legge in corrispondenza di 2 V con un fattore di riduzione 0,1. Il valore letto di R va così moltiplicato per 0,1: risulta 4 Ω. Così per 0,1 va moltiplicata la potenza letta che risulta di 0,01 W.

PESO E RESISTENZA PER METRO DI CONDUTTORI DI VARIE SOSTANZE

MANUALE ELETTRONICO

Allegato a: "ELETTRONICA", I, N. 10, Ottobre 1946

(1) Diametro	Sezione	(2) Corrente ammissibile in mA per				RAME ϱ (3) = 0,0176 μΩm, α (4) = 0,0036, δ (5) = 8,9		ALLUMINIO ϱ (3) = 0,0282 μΩm, α (4) = 0,004, δ (5) = 2,7		ARGENTANA (17 Ni + 60 Cu + 23 Zn) ϱ (3) = 0,30 μΩm, α (4) = 0,00035, δ (5) = 8,6, T (6) = 1000° C		NICHELINA (31 Ni + 67 Cu + 2 Mn) ϱ (3) = 0,40 μΩm, α (4) = 0,0001, δ (5) = 8,9, T (6) = 1230° C		COSTANTANA (46 Ni + 54 Cu) ϱ (3) = 0,50 μΩm, α (4) = 0,000002, δ (5) = 8,9, T (6) = 1270° C		NICHELCROMO (62 Ni + 15 Cr + 23 Fe) ϱ (3) = 1,1 μΩm, α (4) = 0,00014, δ (5) = 8,15, T (6) = 1390° C	
mm	mm²	2 A/mm²	2,5 A/mm²	3 A/mm²	4 A/mm²	Peso g/m	Resist. Ω/m	Peso g/m	Resist. Ω/m	Peso g/m	Resist. Ω/m	Peso g/m	Resist. Ω/m	Peso g/m	Resist. Ω/m	Peso g/m	Resist. Ω/m
0.10	0.0078	0.0157	0.0196	0.0235	0.0314	0.070	2.22	0.0212	3.59	0.068	38.2	0.070	50.9	0.070	63.7	0.064	140
0.11	0.0095	0.0190	0.0237	0.0285	0.0380	0.085	1.84	0.0256	2.97	0.082	31.6	0.085	42.1	0.085	52.6	0.078	116
0.12	0.0113	0.0226	0.0282	0.0339	0.0452	0.101	1.55	0.0305	2.49	0.097	26.5	0.101	35.4	0.101	44.2	0.094	97.3
0.13	0.0133	0.0265	0.0332	0.0389	0.0532	0.118	1.32	0.0359	2.12	0.114	22.6	0.118	30.2	0.118	37.7	0.110	82.7
0.14	0.0154	0.0308	0.0385	0.0455	0.0616	0.137	1.14	0.0416	1.83	0.132	19.5	0.137	26.0	0.137	32.5	0.128	71.5
0.15	0.0177	0.0354	0.0442	0.0531	0.0708	0.158	0.99	0.048	1.59	0.152	17.0	0.158	22.6	0.158	28.3	0.147	62.1
0.16	0.0201	0.0402	0.0502	0.0603	0.0804	0.178	0.87	0.054	1.40	0.173	14.9	0.178	19.9	0.178	24.9	0.167	54.7
0.17	0.0227	0.0454	0.0567	0.0681	0.0908	0.202	0.78	0.061	1.24	0.195	13.2	0.202	17.6	0.202	22.0	0.188	48.5
0.18	0.0254	0.0508	0.0635	0.0762	0.1020	0.227	0.68	0.069	1.11	0.218	11.8	0.227	15.7	0.227	19.6	0.211	43.2
0.19	0.0284	0.0568	0.0710	0.0852	0.1136	0.252	0.62	0.077	0.992	0.244	10.6	0.252	14.1	0.252	17.8	0.231	38.7
0.20	0.0314	0.0628	0.0785	0.0952	0.1260	0.280	0.557	0.085	0.897	0.270	9.55	0.280	12.7	0.280	15.9	0.261	35.0
0.21	0.0346	0.0692	0.0865	0.1042	0.1380	0.307	0.500	0.093	0.814	0.297	8.67	0.307	11.56	0.307	14.4	0.282	31.8
0.22	0.0380	0.0760	0.0950	0.1140	0.1520	0.339	0.460	0.103	0.741	0.327	7.99	0.339	10.5	0.339	13.2	0.316	28.9
0.23	0.0415	0.0830	0.104	0.1250	0.1660	0.370	0.420	0.112	0.679	0.357	7.23	0.370	9.64	0.370	12.1	0.338	26.5
0.24	0.0452	0.0904	0.113	0.1360	0.1810	0.402	0.386	0.122	0.623	0.388	6.66	0.402	8.85	0.402	11.0	0.368	24.3
0.25	0.0491	0.0982	0.123	0.147	0.196	0.437	0.357	0.133	0.574	0.422	6.11	0.437	8.03	0.437	10.2	0.407	22.4
0.26	0.0531	0.1062	0.132	0.159	0.212	0.473	0.329	0.143	0.530	0.456	5.65	0.473	7.53	0.473	9.42	0.433	20.7
0.27	0.0572	0.1154	0.143	0.171	0.228	0.511	0.302	0.154	0.493	0.492	5.24	0.511	6.99	0.511	8.74	0.466	19.2
0.28	0.0616	0.1232	0.154	0.184	0.246	0.548	0.284	0.166	0.457	0.530	4.87	0.548	6.50	0.548	8.12	0.511	17.9
0.29	0.0660	0.1320	0.165	0.197	0.264	0.588	0.261	0.178	0.428	0.567	4.54	0.588	6.06	0.588	7.57	0.538	16.7
0.30	0.0707	0.1414	0.176	0.210	0.282	0.630	0.248	0.191	0.398	0.608	4.24	0.630	5.66	0.630	7.07	0.586	15.6
0.35	0.0962	0.1924	0.240	0.290	0.385	0.857	0.182	0.259	0.293	0.827	3.12	0.857	4.16	0.857	5.20	0.798	11.4
0.40	0.126	0.252	0.315	0.375	0.504	1.121	0.139	0.340	0.223	1.08	2.38	1.121	3.18	1.121	3.98	1.05	8.75
0.45	0.159	0.318	0.397	0.480	0.636	1.417	0.110	0.429	0.178	1.37	1.89	1.417	2.52	1.417	3.14	1.33	6.92
0.50	0.196	0.392	0.490	0.590	0.784	1.750	0.0895	0.529	0.144	1.69	1.53	1.750	2.04	1.750	2.55	1.63	5.60
0.55	0.238	0.476	0.595	0.714	0.952	2.118	0.0736	0.643	0.118	2.05	1.26	2.118	1.69	2.118	2.10	1.97	4.63
0.60	0.283	0.586	0.707	0.846	1.130	2.520	0.0618	0.764	0.109	2.43	1.06	2.520	1.41	2.520	1.77	2.34	3.89
0.65	0.332	0.664	0.830	0.996	1.320	2.957	0.0528	0.896	0.0846	2.86	0.904	2.957	1.21	2.957	1.51	2.75	3.31
0.70	0.385	0.770	0.962	1.15	1.54	3.43	0.0460	1.039	0.0733	3.31	0.779	3.43	1.04	3.43	1.30	3.20	2.86
0.75	0.442	0.884	1.115	1.33	1.76	3.92	0.0400	1.193	0.0637	3.80	0.678	3.92	0.904	3.92	1.13	3.60	2.53
0.80	0.503	1.006	1.257	1.50	2.02	4.48	0.0350	1.358	0.0558	4.33	0.596	4.48	0.796	4.48	0.995	4.17	2.19
0.85	0.567	1.134	1.417	1.70	2.26	5.00	0.0310	1.531	0.0496	4.87	0.528	5.00	0.704	5.00	0.882	4.62	1.97
0.90	0.636	1.26	1.590	1.90	2.55	5.70	0.0280	1.717	0.0442	5.47	0.472	5.70	0.629	5.70	0.786	5.20	1.73
0.95	0.709	1.41	1.772	2.12	2.85	6.30	0.0248	1.914	0.0397	6.09	0.423	6.30	0.564	6.30	0.705	5.78	1.58
1	0.785	1.56	1.962	2.35	3.14	7.00	0.0223	2.120	0.0358	6.75	0.382	7.00	0.509	7.00	0.637	6.52	1.40

(1) **Uso della tabella per diametro > o < di quelli indicati.** Moltiplicando (dividendo) per 10 il diametro si moltiplica (divide) per 100 la sezione il peso e la corrente e si divide (moltiplica) per 100 la resistenza. - (2) Densità adatte per i normali avvolgimenti radio in rame (trasformatori di alimentazione e di uscita, eccitazione altoparlanti ecc.). Le densità minori si usano per i fili più grossi e per gli avvolgimenti più grossi. Per l'alluminio si usano densità ~ 0,8 quella del rame. - (3) ϱ = resistività a circa 20°C in μΩm = Ωmm²/m. - (4) α = coefficiente di temperatura. La resistenza a t°C è data da: $R_t = R_{20}[1+\alpha(t-20)]$. - (5) δ = densità. - (6) T = temperatura di fusione. - Altre leghe per resistori, reostati ecc.:

Nichelcromo senza ferro (80 Ni + 20 Cr); ϱ = 1,06 μΩm; α = 0,00014; δ = 8,35; T = 1410°C.

Manganina [(70 ÷ 85)Cu + (15 ÷ 25)Mn + (2 ÷ 5)Ni]; ϱ = 0,42 ÷ 0,45 μΩm; $\alpha \cong$ 0,00001; δ = 8,4.

Kruppina (70F ÷ 30Ni); ϱ = 0,85 ÷ 0,86 μΩ; α = 0,0007; δ = 8,1..

FIERA DI MILANO 1946 FIERA DELLA RIPRESA!

Pubblichiamo, come avevamo annunciato, ulteriori notizie relative ai prodotti radio esposti alla Fiera di Milano, comunicateci dalle rispettive Ditte espositrici.

ALLOCCHIO BACCHINI & C.

Ecco alcuni degli apparecchi, esposti.

Albametro mod. 2159. / È uno strumento universale per la misura di correnti e tensioni a c.c. e a c.a., e per la misura di resistenze. Portate da 0,0005 A a 5 A e da 0,2 V a 500 V in c.c.; da 0,0025 A a 5 A e da 5 V a 250 V in c.a. Assorbimento come voltmetro 0,5 mA in c.c. e 2,5 mA in c.a. Errore 1 % a fondo scala ni c.c. e 2 % in c.a. Nella parte inferiore dello zoccolo sono due boccole in cui si possono innestare le spine di una scatoletta contenente una pila di tipo tascabile da 4,5 V per potere misurare resistenze (fino a 500 kΩ).

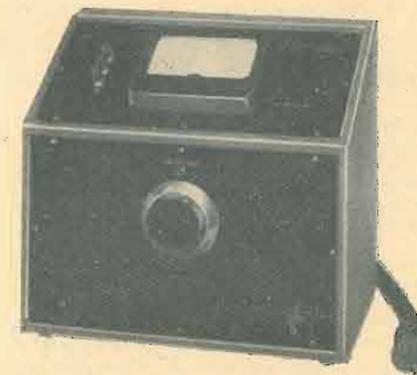
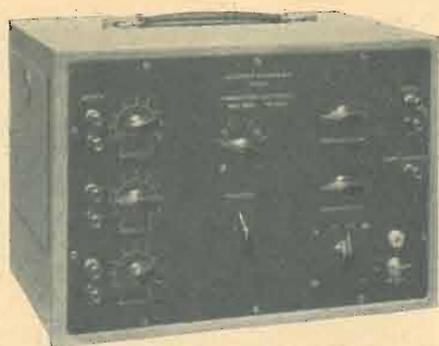
Albametro mod. 2159. Allocchio e Bacchini.

Provavalvole a schede mod. 1875. / È un apparecchio ormai noto, corredato da 200 schede forate ognuna corrispondente a un tipo di valvola. Per effettuare la prova basta infilare il tubo nell'apposito zoccolo e la scheda relativa nella fessura all'uopo predisposta, manovrando quindi una leva, la quale chiude attraverso i fori della scheda tutti e soltanto i contatti che interessano. Con questo strumento si può effettuare la verifica dell'isolamento degli elettrodi, dell'efficienza del tubo nelle condizioni di funzionamento, la misura della mutua conduttanza.

Generatore campione mod. 1683. / Un oscillatore genera una frequenza variabile da 62,4 kHz a 31,2 MHz in otto gamme commutabili. A tale frequenza si può dare una modulazione interna a 400 Hz oppure esterna con qualunque frequenza, con profondità di modulazione da 0 a 80 % circa; il grado di modulazione si legge su apposito strumento. Un attenuatore permette di avere una tensione d'uscita variabile con continuità da 0,1 V a 0,1 μV; escludendo l'attenuatore si preleva una tensione di circa 1 V. Particolarmente curata la schermatura del circuito generatore per rendere trascurabile l'effetto di segnali irradiati. Precisione di lettura degli scarti di frequenza circa 1/5000 su tutta la scala.

Voltmetro elettronico mod. 2812/A. / È un volmetro di cresta a diodo seguito da un amplificatore per tensioni continue. Campo di misura da 0,1 V a 150 V con 5 portate, per frequenze da 30 Hz a 50 MHz. Impedenza di entrata equivalente per le basse frequenze ad una resistenza da 5 MΩ in parallelo con una capacità da 6 μμF. Alimentazione dalla rete. Il voltmetro di cresta vero e proprio è racchiuso in un piccolo astuccio, il quale può essere portato nel punto ove va effettuata la misura, riducendo al minimo la lunghezza dei collegamenti in alta frequenza.

Commutatore elettronico triplo per oscillografi mod. 2808. Permette di osservare contemporaneamente all'oscillografo tre segnali che abbiano frequenze comprese tra 30 Hz e 10 000 Hz. Se i segnali hanno la stessa frequenza si può arrivare fin oltre 100 kHz. L'apparecchio è costituito da tre stadi di amplificazione che funzionano ad intermittenza in successione ciclica per i tre segnali, uno stadio che genera l'oscillazione di commutazione e uno stadio per la soppressione della traccia che lascia il raggio elettronico nel passare da una curva all'altra. Le tre curve possono essere spostate l'una rispetto all'altra in senso verticale sullo schermo e in modo che la linea di zero di ciascuna si può spostare su tutto lo schermo.

Audiometro mod. 2784. / È un apparecchio per misure mediche di nuova produzione. Comprende un oscillatore a resistenza e capacità che genera 8 frequenze fisse (64, 128, 256, ..., 8192 Hz) sinusoidali, molto pure. Segue un amplificatore con riduttore potenziometrico d'ingresso, in modo che la tensione d'uscita può variare in un campo complessivo di 90 decibel con salti di 5 decibel. La cuffia è elettrodinamica e la taratura viene fatta direttamente per ogni cuffia col proprio audiometro all'orecchio elettrico artificiale. L'apparecchio è anche munito di un trasmettitore per via ossea.

Voltmetro elettronico mod. 1683. Allocchio e Bacchini.

Commutatore elettronico triplo Allocchio e Bacchini.

Ondametro per onde ultracorte mod. 1778. / Anche questo è un apparecchio di nuova produzione. Il campo di frequenze coperto va da 30 MHz a 445 MHz (λ10 m ÷ 68 cm), diviso in quattro gamme. L'imprecisione di misura è inferiore all'1 %. Tensione minima necessaria per la misura, 0,1 ÷ 0,5 V; capacità di entrata 3 μμF.

INDUSTRIA RADIOTECNICA ITALIANA

Fra i prodotti esposti alla Fiera da questa ditta sono da notare:

Ricevitore per automobili "Autovox", supereterodina a 6 valvole, sintonia automatica su 5 pulsanti, manopola di sintonia e manopola per la regolazione di volume.

Microfono "Velotron", non richiede trasformatore di adattamento nè tensione di polarizzazione.

Preamplificatore monovalvolare MP 757, con curva di risposta perfettamente lineare da 200 a 6000 Hz, con variazione di ± 1 dB da 100 a 10.000 Hz.

Cuffia telefonica, ad elevata fedeltà di riproduzione, di peso ridottissimo (190 g).

Vibratori "Iriver", in quattro modelli, due asincroni e due sincroni.

Alimentatore a survoltore AS c.a. 30, in due esemplari; previsto per funzionare sia in c.c., sia in c.a. mediante semplice manovra di un commutatore incorporato. Usa un vibratore "Iriver" VA 30 e una raddrizzatrice 6X5. Chassis di lamiera di ferro verniciato a fuoco.

Convertitore a vibratore A.C. 50, schermato in modo da non indurre disturbi sulla ricezione radio; potenza 50 W.

RADIOMARELLI

I tipi di nuova produzione esposti alla Fiera di Milano sono i seguenti:

9 U 65, piccolissimo, portatile; supereterodina a 5 valvole, 3 gamme d'onda; apparecchio ideale per viaggio, campagna.

9 A 75, supereterodina a 5 valvole, 3 gamme d'onda, presa per fonorilevatore, costo modesto.

9 A 85, supereterodina a 5 valvole, 3 gamme d'onda, presa per fonorilevatore; disposizione speciale e razionale degli organi che lo compongono con vantaggio della riproduzione acustica.

9 A 26, con 6 valvole più occhio magico, 5 gamme d'onda; regolatore fisiologico di volume; apparecchio di lusso del tipo a soprammobile.

9 F 36, radiofonografo costituito con l'apparecchio precedente.

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI

La F.I.M.M. prosegue e perfeziona la sua produzione di apparecchi per impianti di diffusione sonora; in particolare notevoli progressi nella costruzione di microfoni a nastro a «velocità». Si segnalano anche amplificatori da 8 a 50 W, altoparlanti elettrodinamici, diffusori esponenziali a profilo rientrante, altoparlanti a pioggia e a tromba, centralini di amplificazione, banchi di comando per impianti elettroacustici, un impianto portatile di diffusione sonora da 12 W.

La F.I.M.M. prende l'iniziativa di portare a conoscenza del pubblico italiano la modulazione di frequenza; impianta presso la Fiera di Milano un trasmettitore ad onde ultracorte (44-50 MHz) modulato appunto con tale sistema con indice di modulazione di ± 75 kHz; potenza dello stadio finale 1,5 kW, potenza di erogazione fino a 250 W antenna. L'irradiazione è compiuta da un'antenna «stilo girevole» e garantisce una perfetta emissione circolare nel piano orizzontale e una forte concentrazione angolare nel piano verticale. Tale antenna è installata su una torre a traliccio di 60 m d'altezza.

Per la ricezione la ditta ha approntato 5 ricevitori predisposti per la ricezione anche a modulazione d'ampiezza, con dispositivo che permette di passare dall'uno all'altro sistema in modo da rendere agevole il confronto.

La F.I.M.M. ha aggiunto recentemente alla sua produzione la costruzione di forni ad alta frequenza destinati a due importantissimi rami di applicazione: il trattamento di tempera dei metalli e il riscaldamento elettrico. Un forno ad A. F. è sostanzialmente un trasmettitore ad alta frequenza; la ditta costruisce tre tipi: uno da 70 kVA per la tempera dei metalli, altri due, da 3 e da 0,6 kVA per riscaldamento dielettrico. Esemplari di tali forni sono esposti alla Fiera, sia direttamente dalla Magneti Marelli, sia dalla Montecatini nel suo stand per le resine sintetiche

MAGNADYNE

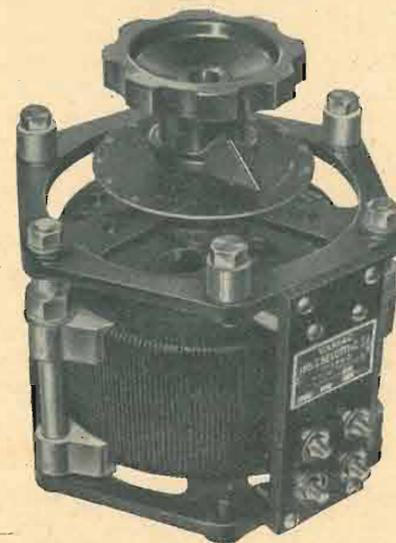
Nell'elegante posteggio della Società Magnadyne sono esposti alcuni tipi di apparecchi radio. Quelli della serie Eptaonda sono stati specialmente studiati e attuati per consentire la effettiva ricezione di stazioni trascontinentali ad onda corta, con un sistema nuovo e brevettato che consente, oltre ad una sensibilità elevatissima, un notevole allargamento della banda di ricezione ove si hanno addensamenti di stazioni ad onde corte. In tal modo viene eliminata la difficoltà di sintonia su tali onde e la ricezione è facile e stabile. Anche il campo delle onde medie si avvantaggia della grande sensibilità. Notiamo i tipi:

SV 183, radiofonografo a 6 valvole più occhio magico con 7 gamme d'onda, correzione fisiologica di tono abbinata alla regolazione del volume, presa per altoparlante supplementare.

SV 18, supereterodina a 5 valvole, 4 gamme d'onda, presa per riproduttore fonografico, correzione fisiologica del tono.

SV 86, supereterodina a 5 valvole, 7 gamme d'onda, presa per riproduttore fonografico e per altoparlante supplementare, correzione fisiologica del tono.

SOC. AN. ING. S. BELOTTI & C.

Questa ditta espone vari tipi di "Variac" costruiti su brevetti e disegni della General Radio Company di Cambridge (U.S.A.) e di cui la figura mostra un esemplare. Tali apparecchi presentano le seguenti caratteristiche principali: facile e perfetta regolazione della tensione indipendentemente dal carico, bassissime perdite, funzionamento a bassa temperatura (50-60°), dimensioni ridotte, possibilità di avere, in certi tipi, tensione anche molto superiore a quella della linea alimentatrice, costruzione meccanica compatta e robusta. I regolatori "Variac" vengono anche forniti montati in cassetta metallica, con voltmetro, amperometro, interruttore, serrafili o presa di corrente a spina.

Tipo di "Variac" Belotti.

Fra gli strumenti esposti alla Fiera sono anche l'analizzatore portatile B 1 e il Volt-Ohm-Milliamperometro mod. 697.

PHILCO

La Compagnia Importazioni PIMABOR (Milano) comunica che la *Philco International Corporation* di New York, nota Casa Americana che produce oltre quattro milioni di apparecchi all'anno, è stata quest'anno l'unica Compagnia d'oltre oceano che sia riuscita, superando le numerose difficoltà esistenti, ad esporre alla XXIV Fiera Campionaria di Milano alcuni modelli dei suoi rinomatissimi radio ricevitori.

Tra questi sono particolarmente da notare un piccolo radiofonografo a 5 valvole con apparecchio grammofonico completamente automatico, ed un apparecchio ricevente portatile a 6 valvole, alimentato da una batteria con duecento ore di carica capace anche di funzionare indifferentemente a corrente continua ed alternata.

SAFAR

Tra i radioricevitori esposti alla Fiera di Milano da questa ditta elenchiamo:

Tipo 538-A, supereterodina a 5 valvole, onde medie, corte, cortissime.

Tipo 538-B, presa fonografica, occhio magico; mobile con cavità di risonanza a grande effetto acustico e rendimento uniforme in tutta la gamma di frequenze musicali.

Tipo 538-RF, radiogrammofono, rilevatore piezoelettrico con puntina di zaffiro non logorabile, occhio magico, mobile lussuoso con cavità di risonanza.

Mod. 539, a soprammobile, tre gamme d'onda, presa fonografica. Regolazione automatica di sensibilità.

Mod. 1680, radiofonografo universale a modulazione di frequenza, supereterodina a 13 valvole, gamme d'onda cortissime, corte, medie, lunghe e gamma speciale per stazioni a modulazione di frequenza con onde ultracorte.

Mod. 527, apparecchio portatile di dimensioni ridotte (19,5 x 26 x 5,5 cm) e piccolo peso (2,4 kg). 5 valvole, due gamme d'onda.

Troviamo esposto ancora il proiettore cinematografico sonoro a passo ridotto (16 mm) mod. PE; lampada da 250 W, consumo totale circa 350 W, amplificatore potenza 4 W.

L.A.R.I.R.

Presentandosi per la prima volta alla Fiera, la L.A.R.I.R. espone la sua produzione attuale, frutto di due anni di attività. La ditta si è particolarmente specializzata nella costruzione di trasformatori di alimentazione e per frequenze acustiche. Altri prodotti degni di nota sono i commutatori (tipo radio), un nuovo modello di gruppo alta frequenza in due gamme, particolarmente destinato ai radiocostruttori, la nuova media fequenza a nuclei regolabili, con supporto degli avvolgimenti in trolitul.

Un prodotto che si differenzia dalla produzione di parti staccate è l'elevatore di tensione BL 46 del quale la ditta ha avute molte richieste a causa delle attuali precarie condizioni della fornitura di energia elettrica. Viene costruito in diversi tipi per rispondere anche alle esigenze industriali oltre che a quelle specifiche dell'alimentazione degli apparecchi radio.

SIEMENS

La Siemens espone un ricco assortimento di materiali di sua produzione.

Apparecchi radioriceventi: S. 526, di dimensioni ridotte; altoparlante piccolo con cono rovesciato, senza centrino; S 536, super a 5 valvole; S 541, radiofonografo costruito col telaio dell'apparecchio precedente; forilevatore a punta di zaffiro; S 525 E, super a 5 valvole, due gamme d'onda, 6 circuiti accordati; S 426, con 4 valvole multiple.

Apparecchi per impianti elettroacustici: *Amplificatori* in due tipi, ELA 414 (15 W) ed ELA 415 (40 W); alta fedeltà di riproduzione tra 60 Hz e 10.000 Hz. *Altoparlanti* in 5 tipi: ELA 204/1, 308 BL, AP 334, 310 P, AP 422; quest'ultimo, di dimensioni piccolissime si presta particolarmente per

Radioricevitore Siemens S 526.

quegli impianti ove, per ragioni estetiche, gli altoparlanti devono essere mascherati. *Pannelli*, che permettono di sistemare facilmente e razionalmente i vari organi che compongono un impianto elettroacustico, in due modelli: PU 1200 e C 1000. *Complessi di amplificazione portatili* in valigia: tre valigie di forma e dimensioni simili a quelle delle comuni valigie contengono, la prima, un amplificatore da 20 W, il preamplificatore microfonico, l'alimentatore di campo degli altoparlanti, il microfono col suo sostegno smontabile e il cavo di collegamento; il pannello di comando e gli attacchi per gli altoparlanti; le altre due ciascuna un altoparlante tipo ELA 204/1 con 15 m di cavo s ttogomma.

Apparecchi per impianti cine-sonori. Il *proiettore* si distingue per il dispositivo del suono particolarmente curato. Il *centralino di amplificazione* è in due esecuzioni, una adatta per impianti con un solo proiettore, l'altra per impianti con due proiettori; ambedue le esecuzioni possono avere o no l'amplificazione di riserva. Il *pannello degli altoparlanti* è anch'esso normalizzato.

Piccolo materiale. Sotto questa denominazione la Siemens espone un ricco assortimento di prodotti caratteristici: *Fonorilevatore* a punta di zaffiro, il diaframma elettromagnetico più leggero (30 g) con la più larga banda di frequenza riprodotta linearmente. *Affilalame brevettato. Impianto d'antenna antiparassitaria*, costituito dall'antenna, la discesa in cavo schermato e gli accessori relativi; particolarmente adatta per impianti d'antenna collettivi. *Saldatore elettrico. Condensatori a fiala* in carta. *Condensatore eliminadisturbi. Fonobar S. 201*, mobile lussuoso con fonorilevatore a punta di zaffiro filtro e traslatore per l'adattamento a qualsiasi tipo di apparecchio radio, ampia discoteca a tre piani.

Fra la produzione Siemens si annoverano anche apparecchiature trasmittenti e riceventi per telefonia ad onde convogliate (tipo grande T. Entw. 820 h).

NINNI & ROLUTI

Questa ditta, specializzata nella costruzione di fonoincisori automatici, espone appunto il fonoincisore « Rony Record » in due modelli di cui uno per la velocità di 78 giri al minuto, l'altro per le due velocità 78 e 33 1/3 giri al minuto. I fonoincisori sono anche dotati di fonorilevatore per la riproduzione del disco inciso; l'uscita del fonorilevatore si collega con la presa fono di un qualunque ricevitore. Per l'incisione microfonica è necessario un amplificatore delle correnti microfoniche; per l'incisione di trasmissioni radio basta invece collegare l'uscita dell'apparecchio radio col cutter d'incisione.

Altri prodotti esposti: cutter d'incisione RR. 2/5; puntine d'incisione di varie qualità.

OMEGA RADIO

La Omega Radio espone i seguenti radioricevitori:

Mod. "Dien" 910. / Radiofonografo a 9 valvole, 10 gamme d'onda (una gamma onde medie, 3 gamme d'onde corte, 6 gamme dilatate per le onde corte e cortissime); 2 altoparlanti; incisore di dischi dei programmi raccolti per radio e di quelli eseguiti davanti al microfono di cui il ricevitore è provvisto.

Mod. "Astra". / Sopramobile a 5 valvole; 8 gamme d'onda (una per onde medie, 2 gamme d'onde corte, 5 gamme dilatate); grande scala (15 x 30 cm); indicatore di sintonia ad occhio magico. Può essere fornito anche in combinazione radiofonografica.

Mod. P. N. 46. / Sopramobile a 5 valvole; 4 gamme d'onda; indicatore di sintonia ad occhio magico.

Mod. P. N. 42 bis. / Sopramobile a 5 valvole; 3 gamme d'onda.

Mod. "Topolino". / Piccolo ricevitore (15x30 cm) a 5 valvole; 2 gamme d'onda, presa e commutazione « fono ».

Complesso sonoro 402. / Oltre 40 W di potenza modulata.

COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITÀ (C.G.E.)

La C.G.E. ha esposto i suoi importanti prodotti sia nel padiglione della Meccanica, per quanto riguarda la produzione delle macchine elettriche, sia nel padiglione Elettrodomestici, dove presenta una larga serie di frigoriferi, sia infine soprattutto nel padiglione della Radio.

La C.G.E. si è soprattutto preoccupata di inserire nella sua nuova serie di apparecchi una gamma di tipi che potrà interessare ogni categoria di pubblico.

Difatti, in ordine di novità, ha molto interessato il « **Radiomeccano** ». È questa una felice ideazione la cui portata nel campo commerciale può assumere un aspetto più vasto di quanto si pensi. È un complesso di cui un abile rivenditore potrà servirsene per iniziare i giovani alla conoscenza della radio e quindi per creare una base interessantissima per gli ulteriori sviluppi della loro attività. Il Radiomeccano CGE offre la possibilità di nove trasformazioni.

Un altro modello interessante è il ricevitore supereterodina **CGE 365** a 5 valvole per onde corte e medie, denominato « tipo popolare » per l'intenzione della CGE di concederlo ad un prezzo facilmente accessibile alla classe operai e impiegati.

Il nuovo modello **CGE 165** supereterodina a 5 valvole a 4 gamme d'onda, sostituisce il modello CGE 355.

Non manca un ricevitore supereterodina di classe, denominato **CGE 266**, a 6 valvole e 9 gamme d'onda, che, nella sua esecuzione definitiva, sarà ulteriormente migliorato nella presentazione estetica, in modo da renderlo pari alle alte qualità del suo complesso elettrico.

Una notizia che sarà molto bene accolta dai rivenditori della zona centro-meridionale, è quella dell'impostazione da parte della CGE di notevoli serie di radiofonografi. Detti radiofonografi saranno denominati: **CGE 865** super a 5 valvole, onde corte-medie; **CGE 766** super 6 valvole a 4 gamme d'onda; **CGE 967** super a 7 valvole a 9 gamme d'onda.

(segue)

Nel corrente mese si inizieranno le consegne del « **Radiomeccano** » e del **CGE 165**. Tutti gli altri modelli saranno pronti probabilmente nel prossimo dicembre.

Nel posteggio della Fiera era inoltre esposto il materiale di amplificazione fra cui il microfono a nastro di nuova serie, assai noto per le sue particolari qualità di rendimento.

Infine una nuova attività a cui la CGE intende dedicare particolare interessamento, è quella degli strumenti per radiotecnica. Difatti ha presentato gli esemplari di 3 nuovi modelli essenziali ad ogni laboratorio radiotecnico e precisamente: un **Misuratore Universale di piccole dimensioni** che racchiude le possibilità dei normali strumenti più grandi; un **Misuratore Universale grande con provavalvole** ed infine un complesso **Oscillatore in alternata e Misuratore Universale con provavalvole** che compendia in se stesso la possibilità di misurazione di ben 3 strumenti di laboratorio e cioè quanto basta per l'attività completa di un radioriparatore. Le consegne di tali strumenti sono previste per il prossimo gennaio.

Da questo numero "ELETTRONICA" costa

Lire 90 al fascicolo

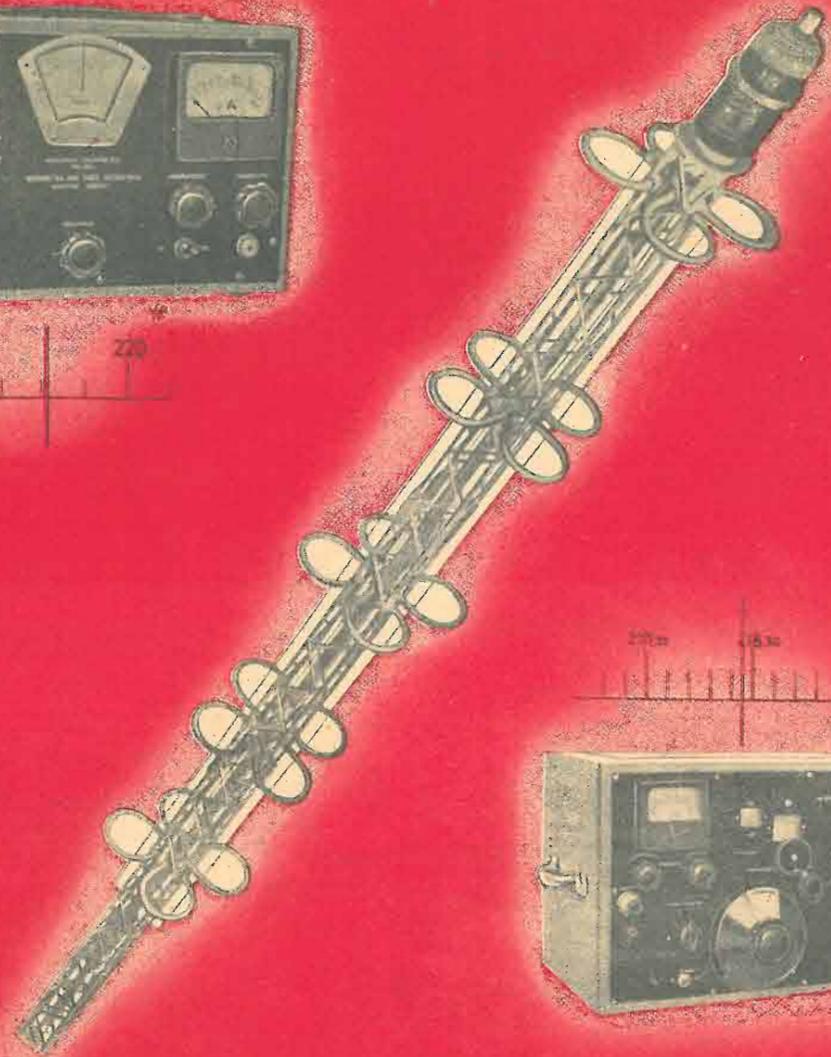
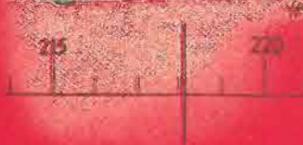
Tuttavia manteniamo il prezzo di

Lire 65 al fascicolo

per coloro che si **prenotano** inviando assegno, o vaglia di lire 65 direttamente alla Direzione (Corso G. Matteotti, 46 - Torino) oppure versando l'importo sul c. c. postale n. 2/30126.

Come è già stato annunciato le prenotazioni che giungeranno prima del 10 del mese del fascicolo desiderato parteciperanno all'estrazione a sorte di

5 abbonamenti annuali gratuiti

(Vedi estrazione di questo mese a pagina 380)

MISURATORI DI FREQUENZA MOD. 1778 E MOD. 1779

CAMPO DI FREQUENZA DA 30 ÷ 430 MHz
10 ÷ 0,7 metri

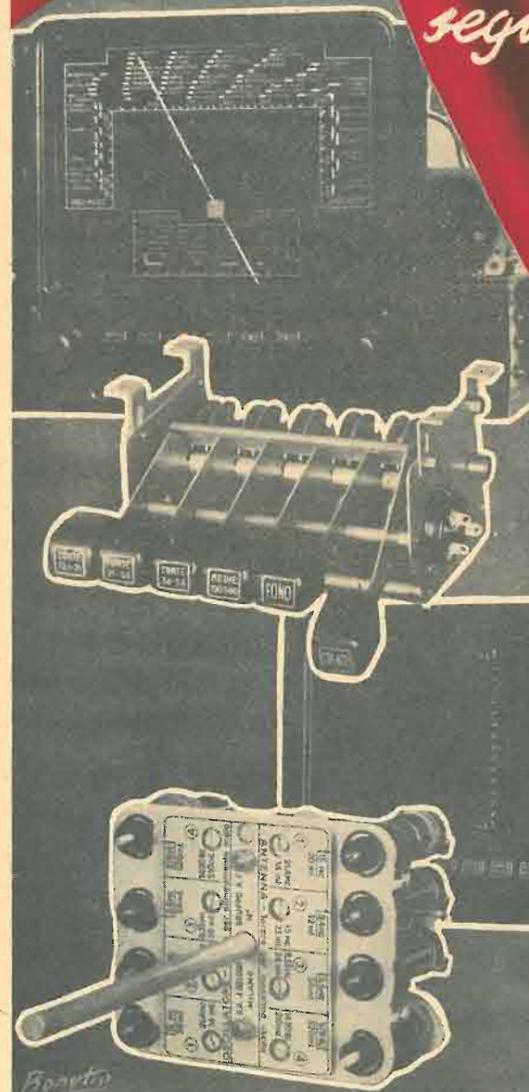
SENSIBILITA': TENSIONI DI 0,1 ÷ 0,5 V SONO SUFFICIENTI PER LE MISURE
CAPACITA' DI ENTRATA: CIRCA 3 pF

IMPRECISIONE DI MISURE:
- minore di 1% col mod. 1778
- minore di 0,1‰ col mod. 1779

ALLOCCHIO — **BACCHINI & C**
C. SEMPIONE 93 — TELEF. 981-151-2-3-4-5

MILANO

GELOSO

La nuova produzione Geloso segna una nuova via

la nuova produzione é descritta nel:
BOLLETTINO TECNICO GELOSO

CONCESSIONARIA ESCLUSIVA PER LA VENDITA:	DITTA G. GELOSO - VIALE BRENTA 29 - MILANO TELEFONI 54-193 - 54-184 - 54-185 - 54-186 - 54-187 - 54-193
RAPPRESENTANTE PER IL LAZIO, MARCHE, ABRUZZI, UMBRIA:	RAG. M. BERARDI - VIA TACITO 41 - ROMA - TELEFONO 31-994
RAPPRESENTANTE PER LE TRE VENEZIE:	V. CARBUCICCHIO - VIA IMBRIANI 5 - TRIESTE - TELEFONO 5229
RAPPRESENTANTE PER LA SICILIA:	PULVIRENTI Cav. F. e Figli - VIA MENORITI 13 - CATANIA - Tel. 15-064

Bonetti

ELETTRONICA

GELOSO

S.p.A. MILANO V.le BRENTA 29

RASSEGNA DELLA STAMPA RADIO-ELETTRONICA

L. Sacco: ***Radiogoniometria con principii di radionavigazione.*** U. Hoepli, Milano, 1946. Un volume di 292 pagine con 103 figure. Prezzo L. 400.

Non esistevano su questo argomento che scarse pubblicazioni tecniche, la maggior parte consistenti in pubblicazioni delle ditte costruttrici, a scopo di illustrazione degli apparati. Il solo trattato di data relativamente recente è l'inglese Keen, di cui l'ultima edizione risale al 1938.

In tali condizioni, questo lavoro costituisce un'opera coraggiosa e notevole. L'autore si propone di dare assetto sistematico alla materia, vasta e complessa e, per di più in continua evoluzione e perfezionamento.

In una prima parte di nozioni fondamentali, esamina i principali effetti radiogoniometrici dei telai e dei sistemi aerei direttivi ad onda fissa, i principali requisiti che si richiedono agli apparati, gli inconvenienti che essi presentano. Segue una classificazione degli apparati.

La seconda parte studia i principali apparecchi radiogoniometrici utilizzanti la propagazione terrestre, convenientemente suddivisi in categorie e gruppi (radiogoniometri propri, radiobussole, radioindicatori di rotta, radiofari, radiolocalizzatori). La parte successiva esamina quelli utilizzanti la propagazione ionosferica; notevole la trattazione relativamente diffusa del funzionamento dei radiogoniometri ad antenne spaziate (Adcock).

Quarta e quinta parte sono dedicate allo studio delle cause di errore e dei relativi rimedi; la successiva spiega i modi di utilizzare i rilevamenti radiogoniometrici per la determinazione del punto geografico, o della rotta. Due parti complementari contengono una teoria dei telai r.g. e le nozioni essenziali sulla propagazione delle onde elettromagnetiche. Segue una esposizione dei moderni sistemi di radionavigazione, radiogoniometrici ed iperbolici, sviluppati all'estero durante la recente guerra.

Nel complesso la materia appare distribuita con equilibrio e trattata con competenza e chiarezza, ques'ultima accresciuta dalle numerose illustrazioni. L'opera, ampliamento di un corso libero di radiogoniometria tenuto nella Scuola Superiore di Telegrafia presso l'Università di Roma, è destinata specialmente agli studiosi dei problemi radiotecnici, ma è da ritenere che possa trovare buona accoglienza anche presso i dirigenti e gli operatori dei servizi radiogoniometrici, militari e civili.

N. L. B.

G. Dilda: ***Radioricevitori.*** Parte prima. Levrotto e Bella, Torino, 1946. Un volume di 354 pagine litografate, con 107 figure. Prezzo L. 450 in Torino.

Questo volume raccoglie le lezioni tenute dall'autore per il corso di perfezionamento in comunicazioni elettriche del Politecnico di Torino, e doveva essere quindi rivolto a una stretta cerchia di studiosi, già esperti della materia radiotecnica. Il Dilda tuttavia, di cui, oltre che il valore scientifico, sono note le qualità didattiche, ha pensato di estendere l'esposizione della materia, sviluppandola e chiarendola in ogni suo aspetto. Accanto alla trattazione teorica, sostenuta col necessario rigore, trova posto la spiegazione intuitiva, la descrizione pratica, l'esempio numerico. Ne è venuto un libro di lettura facile, gradevole e istruttiva. Esso integra e sviluppa la trattazione fatta dall'autore nei suoi due noti volumi di *Radiotecnica* [1], con uguale chiarezza, semplicità e precisione, nonostante la maggiore profondità con cui vengono esaminati i vari problemi.

Vi s'impara per davvero com'è fatto un radioricevitore, quali fenomeni vi abbiano luogo, quali inconvenienti vi si possono manifestare, la maniera di porvi rimedio. Le figure, chiare e numerose, contribuiscono non poco a rendere più attraente la lettura.

Il volume è diviso in sei capitoli. Dopo un primo che inquadra la materia e indica schematicamente la composizione dell'apparecchio radioricevente, il secondo tratta dell'alimentazione con corrente alternata con tutti i fenomeni e i problemi che vi sono connessi (spianamento, regolazione, accoppiamenti nocivi, ronzio e così via).

Il terzo e quarto capitolo trattano di disturbi che si manifestano nei radioapparati: rispettivamente il primo della rumorosità propria dell'apparecchio ricevente (dovuta ai tubi e ai circuiti), e il secondo degli effetti nocivi (ronzio e distorsioni) della curvatura della caratteristica dei tubi usati a radiofrequenza. Norme e indicazioni sono date sul modo di ridurre tali fenomeni perturbatori a limiti accettabili.

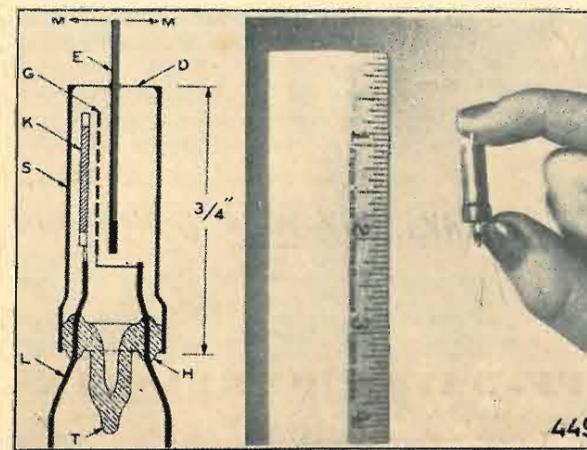
Il quinto capitolo parla delle antenne e del modo di accoppiarle al primo stadio del ricevitore; il sesto è dedicato ai circuiti a conversione di frequenza (supereterodina); il settimo alla regolazione di sintonia e alla commutazione delle gamme. I rimanenti due capitoli riguardano la regolazione manuale ed automatica di intensità e di sensibilità e la regolazione del tono.

L'estensione data alle varie parti non ha lasciato spazio, come si dice nella prefazione del volume, per gli argomenti relativi alla tecnica più recente dei radio ricevitori e in particolare ai ricevitori con modulazione di frequenza e a quelli per le frequenze più elevate. Tali argomenti saranno oggetto di una seconda parte, che ci auguriamo di veder presto alla luce.

N. L. B.

Il "vibrotrone". Modulazione meccanica del flusso elettronico. (Mechanical modulation of electron flow). « Electronics », XIX, n. 7, luglio 1946, p. 178 con 2 figure. (Newly developed "Vibrotron" tube) « Radio News », XXXVI, n. 2, agosto 1946, p. 104 con 1 figura.

La R.C.A. per opera principalmente de H. F. Olsen e G. Rose, ha realizzato un nuovo tubo elettronico chiamato « vibrotrone » che converte il moto meccanico direttamente in variazioni di flusso elettronico.

La figura, che illustra sia una sezione schematica del tubo, sia una sua fotografia, ne chiarisce il funzionamento. L'asticina *E* (rigidamente connessa alla placca del triodo attraverso un diaframma elastico *D* ad elevata tenuta di vuoto che chiude il tubo) ricevendo il moto determina le

Sezione schematica del «vibrotrone». Esso è un triodo la cui placca può vibrare perchè è sostenuta dal diaframma elastico *D* ed ha la propaggine esterna *E* che può ricevere un moto vibratorio dando così origine alle variazioni di flusso elettronico.

variazioni di corrente anodica. Il « vibrotrone » costituisce ad un tempo l'elemento rilevatore e il primo triodo dell'amplificatore.

Particolarmente interessanti sono le caratteristiche meccaniche del tubo: peso circa 2 g, altezza 19 mm diametro $6 \div 7$ mm. Il diaframma *D*, pur dovendo garantire la tenuta del vuoto ed avere una sufficente robustezza è così sottile da consentire una libera vibrazione della leva *E* senza distorsione fino alle frequenze acustiche più elevate.

Benchè il tubo non sia ancora in produzione di serie e gli esperimenti siano ancora in corso, si prevede che esso potrà essere usato come fonorilevatore, come microfono, come rivelatore di vibrazioni ed in generale in ogni trasformazione del moto meccanico in grandezza elettrica. Come fonorilevatore in particolare si prevede che esso sarà assai più sensibile e fedele dei normali fonorilevatori. Anche il fruscio dovuto al disco e il logorio di quest'ultimo saranno molto minori.

V. K. Zworykin a. L. E. Flory: ***Apparecchio di lettura per i ciechi.*** (Reading Aid for the Blind). « Electronics », XIX, n. 8, agosto 1946, p. 84-87, con 4 figure e 1 fotografia.

Le ricerche intese a permettere ai ciechi di leggere la scrittura ordinaria a stampa o a macchina non sono di data recente. I primi tentativi noti risalgono al 1914 con l'« Optophone » di Fourier d'Albe. Questo apparecchio divideva la riga di scrittura in 5 zone orizzontali, e 5 macchie luminose, l'una sotto l'altra, esploravano le singole zone. Ogni macchia era modulata a frequenza differente; la luce riflessa dalla carta veniva rilevata da un sistema di celle al selenio e si traduceva in suono quando una o più delle macchie colpivano il nero di una lettera. Il sistema, molto complesso, non ebbe successo ma gli esperimenti facilitarono l'esame del problema il quale si presenta risolubile per vie diverse.

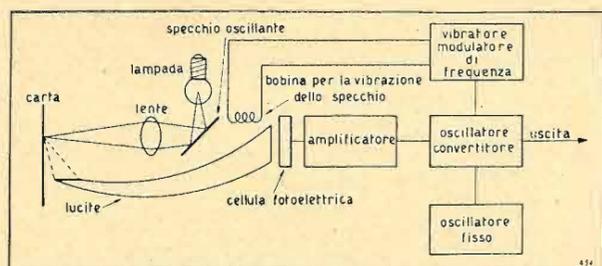
Nell'apparecchio descritto, una piccola macchia luminosa si muove su e giù lungo una linea verticale. In sincronismo con essa un oscillatore a frequenza acustica è modulato in frequenza, sì che la frequenza è alta quando la macchia è all'estremità superiore e bassa quando la macchia è all'estremità inferiore. La luce riflessa dalla pagina colpisce una fotocellula. La tensione che ne nasce è amplificata e agisce su un oscillatore-convertitore, in modo che, quando la macchia è sul nero, l'audiofrequenza perviene all'orecchio. La frequenza del tono udito dipende dalla posizione verticale della macchia. In tal modo ad ogni lettera corrisponde un diverso suono complessivo.

La frequenza della scansione verticale si determina dalla velocità di lettura. Supposto di poter leggere 300 lettere al minuto ossia 5 al secondo, e considerando necessarie almeno 5 scansioni per lettera, la minima cadenza di scansione è di 25 Hz. Nello strumento descritto è di 30 Hz.

Il limite inferiore dell'audiofrequenza, posto dalla minima durata prevista del tono è di 400 Hz; il limite superiore è di 4000 Hz.

Lo strumento si compone di uno stilo e di una piccola cassetta con le batterie e i circuiti ausiliari. La figura 1 mostra lo schema di principio. L'audiofrequenza è generata col solito metodo a battimenti da due oscillatori a 50 kHz circa, uno fisso, l'altro variabile in frequenza. Un vibratore porta una lamina di polvere di ferro. L'induttanza d'accordo dell'oscillatore ha un nucleo a forma di U. La lamina di polvere di ferro oscilla molto vicino a tale nucleo, varia la riluttanza del circuito magnetico e quindi l'induttanza della

Per leggere la pagina a stampa, il cieco esplora con lo stilo di scansione ciascuna riga. L'apparecchio di lettura elettronico traduce la forma della lettera in suoni.

(1) G. Dilda: *Radiotecnica.* Volume Primo: *Elementi Propedeutici.* Terza edizione, Levrotto e Bella, Torino 1946. Un volume di 322 pagine, con 214 figure. Prezzo L. 400.
G. Dilda: *Radiotecnica.* Volume secondo: *Radiocomunicazioni e Radio apparati.* Terza edizione, Levrotto e Bella, Torino, 1945. Un volume di 378 pagine, con 247 figure. Prezzo L. 500.

Schema di principio del dispositivo.

bobina e la frequenza dell'oscillatore. L'oscillatore fisso usa un tubo 1L4 con circuito di Hartley. Il variabile usa una pentagriglia convertitrice 1R5. La frequenza dell'oscillatore fisso è applicata alla terza griglia dell'1R5, sì che sulla placca compare la frequenza di battimento. Il circuito d'uscita consiste di un potenziometro regolatore di volume, un filtro passa-alto (per eliminare residui della frequenza modulata a 30 Hz), una cuffia. La terza griglia della convertitrice è tenuta a potenziale d'interdizione. Un impulso proveniente dalla fotocellula permette al segnale di raggiungere la placca (quando cioè la macchia luminosa di scansione attraversa una zona nera della stampa).

Nello stilo la luce è prodotta da una piccola lampada; uno specchio a 45° e una lente la raccolgono e la inviano sulla carta. Lo specchio è montato su un'armatura magnetica che vibra per effetto della corrente circolante in una bobina; così la macchia si muove verticalmente. L'ampiezza della scansione può essere variata e adattata alla scrittura da leggere.

La luce riflessa dalla carta è raccolta da un conduttore di luce di lucite e condotta fino alla fotocellula. Il preamplificatore della fotocellula è nello stilo e fa uso di un tubo « subminiatura ». L'alimentazione per i filamenti dei tubi, la lampada e il vibratore è fornita da un accumulatore la cui carica (10 A.h) è sufficiente per 12 ore. Per l'anodica c'è una batteria da 67,5 V che ha 50 ore di vita.

Lo stilo è tenuto in mano e fatto scorrere sulle righe. Durante l'apprendimento sono necessarie delle guide, ma si spera che un lettore pratico possa farne a meno, anche perchè se si va fuori della riga ciò è segnalato dal cambiamento del suono, prima che la deviazione sia tale da far perdere l'identità della lettera. A tale scopo l'ampiezza della scansione è un po' più grande dell'altezza della lettera, sì che è permessa una certa tolleranza nella posizione dello stilo rispetto alla lettera.

Attualmente si stanno facendo prove di apprendimento dell'uso dell'apparecchio, che hanno mostrato come sia possibile, in un tempo ragionevole, apprendere a identificare le lettere. Certamente prima che l'apparecchio si possa costruire in scala commerciale molte altre prove devono essere fatte ancora. *N. L. B.*

R. Adler; ***Pentodo usato per doppia amplificazione a B.F.*** (Reentrant Pentode A. F. Amplifier). « Electronics », XIX, n. 6, giugno 1946, p. 123 a 125 con 7 figure.

Si osserva che con pentodi accoppiati a resistenza e capacità l'amplificazione ottenuta in ogni stadio è dello stesso ordine di grandezza della tensione anodica di alimentazione. Per ottenere con tensioni basse (40-50 V) una amplificazione molto più elevata (300-400) un pentodo può essere usato, sotto determinate condizioni, come due triodi facenti parte di stadi a resistenza capacità in cascata. Il circuito è illustrato nella figura 1. In esso la seconda griglia del pentodo fa da anodo del triodo incluso nel primo stadio e la terza griglia è quella di controllo del secondo triodo.

Un circuito di tale genere in condizioni normali oscilla. Per chiarire ciò occorre osservare che le conduttanze mutue dei due anodi (la placca e la griglia schermo del pentodo) rispetto alla seconda griglia di controllo (griglia n. 3) sono praticamente uguali e di segno contrario. Infatti, poichè la corrente totale rimane praticamente costante la corrente di placca cresce al crescere della tensione della griglia 3 mentre la corrente di schermo diminuisce di una quantità quasi uguale. Risulta così $S_{g3a} \cong - S_{g3g2}$ ove si è indicata con S la conduttanza o pendenza fra gli elettrodi indicati in apice. La conduttanza negativa $- S_{g3g2}$ risulta connessa fra lo schermo che riceve la variazione di corrente e il catodo cioè in parallelo (per le componenti acustiche) con R' ed R''. Indicando con:

Fig. 1. - Circuito in cui un pentodo viene usato come due triodi facenti parte di stadi a resistenza capacità in cascata.

$$R_0' = \frac{1}{\dfrac{1}{R'} + \dfrac{1}{R_g''} - S_{g3g2}} \qquad [1]$$

la resistenza di carico complessiva e con R_a' la resistenza interna anodica del primo triodo (anodo $= G_2$) l'amplificazione ottenuta è al solito:

$$A = \mu R_0' / (R_a' + R_0') \qquad [2]$$

Poichè la R_0' può diventare infinita e anche negativa (conduttanza negativa uguale o maggiore di quella positiva) l'amplificazione può raggiungere (per $R_0' = \infty$) ed anche superare (per R_0' negativo) il coefficente di amplificazione μ del triodo. L'amplificazione diventa addirittura infinita (cioè il circuito entra in oscillazione) allorchè il valore negativo di R_0' uguaglia o supera R_a' ossia quando la conduttanza $- S_{g3g2}$ uguaglia o supera le tre conduttanze $1/R'$, $1/R_g''$ e $1/R_a'$, supposte in parallelo. Se $- S_{g3g2}$ è compresa fra $(1/R') + (1/R_g'')$ e $(1/R') + (1/R_g'') + (1/R_a')$ si può ottenere una amplificazione superiore a μ senza arrivare all'innesco.

La conduttanza mutua negativa $- S_{g3g2}$ che interessa nel caso sopra considerato è quella presente nel regime dinamico di funzionamento nel circuito. Essa può essere diminuita (insieme alla S_{g3a}) aumentando fortemente la resistenza di carico anodico del secondo stadio R''. Regolando questa resistenza si può graduare la conduttanza mutua al giusto valore. Ciò non altera notevolmente l'amplificazione del secondo stadio

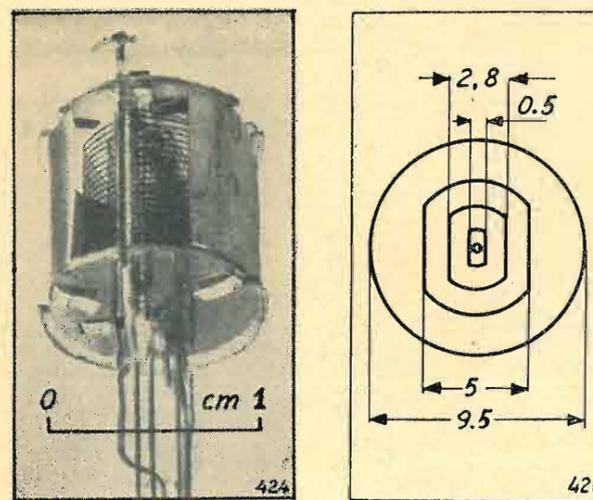



Fig. 2. - Pentodo Raytheon CK-511 X appositamente costruito per il circuito considerato e sua sezione trasversale.

Quando il valore di R'' è molto elevato, la sua capacità parassita riduce considerevolmente l'impedenza di carico anodico già per le frequenze acustiche più elevate, cosicchè si possono avere inneschi su tali frequenze. Per evitarli si usa il condensatore C (tratteggiato). Inoltre per evitare che, in corrispondenza dei picchi del potenziale di uscita, il manifestarsi di corrente di griglia nello stadio seguente possa ridurre l'impedenza complessiva di carico, è conveniente inserire la resistenza R_2 di elevato valore.

I pentodi normali non sono adatti per l'impiego di questo circuito. Occorre un tubo con elettrodi molto ravvicinati e griglia di soppressione a maglie fitte in modo che anche il secondo elemento triodico abbia un coefficente di amplificazione elevato. La figura *2a* e *b* illustra e fornisce le dimensioni di un pentodo costruito appositamente prima dalla Zenith e ora dalla Raytheon che lo indica con la sigla CK-511X. Con esso, usando il circuito di figura 1, si sono ottenuti i risultati riportati sui grafici di figura 3. Il circuito si presta specialmente come preamplificatore.

Fig. 3. - Caratteristiche ottenute con il circuito di figura 1 e con il pentodo CK-511 X.

Nota. — *Mi sembra che quanto sopra abbia un interesse più teorico che pratico perchè certamente gli stessi risultati, se non migliori, si possono ottenere con i tubi che contengono due triodi nello stesso bulbo.* *G. D.*

W. O. Roberts: ***Mirino fotoelettrico per telescopio solare.*** (Photoelectric Sight for Solar Telescope). « Electronics », XIX, n. 6, giugno 1946, p. 100-103 con 7 figure.

Per osservare la corona superficiale del sole occorre creare una « eclissi totale artificiale » mascherando, nel campo del telescopio, l'intera superficie luminosa del sole con un disco opaco centrato con grandissima precisione. Ciò è stato ottenuto con un sistema facente uso di quattro cellule fotoelettriche disposte come è indicato in figura 1. Ciascuna coppia di cellule, diametralmente opposte, agisce, attraverso distinti sistemi amplificatori, su due motorini per la correzione del-

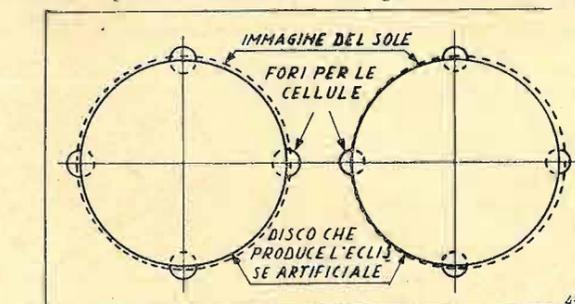



Fig. 1. - Principio di funzionamento del mirino basato sulla centratura di un disco che produce una «eclissi totale artificiale», ottenuta mediante l'ausilio di 4 cellule fotoelettriche.

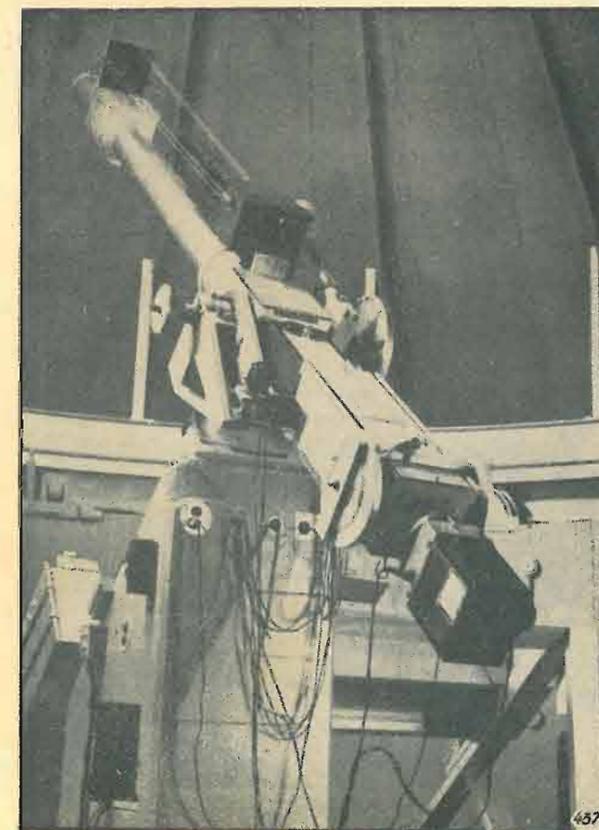



Fig. 2. - Telescopio dell'Harvard College Observatory provvisto del mirino descritto.

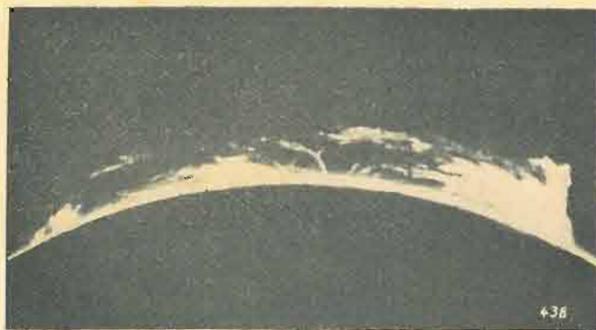



FIG. 3. - Fotografia della corona solare ottenuta col telescopio solare.

l'orientamento del telescopio fino a che esso non raggiunga esattamente la direzione che corrisponde alla perfetta centratura del disco mascheratore (fig. 1*a*), la precisione ottenuta è dell'ordine di 1 - 2 secondi di grado. La figura 2 illustra il telescopio del Harvard College Observatory situato a Climax sul Colorado a circa 3800 m sul livello del mare. In esso il dispositivo di orientamento sopra descritto è, per ragioni ottiche, distinto dal telescopio vero e proprio e costituisce un mirino rigidamente fissato sul dorso del telescopio, assieme alla cassetta che contiene gli amplificatori, come è chiaramente visibile nella fotografia.

L'articolo comprende la descrizione degli amplificatori e di un sistema a relè per evitare pendolazioni del dispositivo nonchè avvertenze riguardanti la tecnica fotografica.

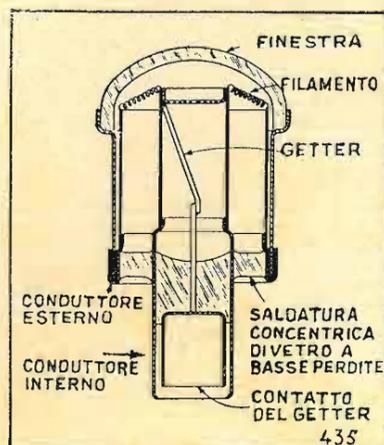
G. D.

J. E. BEGG: ***Lampada di carico per misure di potenza sulle microonde.*** (Load Lamp for Microwave Power Measurements). « Electronics », XIX. n. 6, giugno 1946, p. 204 con 3 figure.

Per misurare la potenza a R.F. si possono usare due lampade simili, una alimentata dal circuito in prova, l'altra da una corrente continua o alternata facilmente misurabile e regolabile fino a raggiungere uguali condizioni di incandescenza. Anche una sola lampada può bastare purchè si conosca, mediante una preventiva taratura, la relazione fra brillanza e potenza assorbita.

Per limitare le cause di errore alle frequenze elevate occorre ridurre: l'induttanza e l'effetto di pelle dei reofori e del filamento, le perdite nel vetro, quelle per irradiazione e quelle dovute alla ionizzazione del gas residuo nell'ampolla; inoltre se la lunghezza del filamento è prossima a 1/4 di lunghezza d'onda il riscaldamento non è uniforme ciò che è pure fonte di errori nella misura.

Nel laboratorio della G.E. è stata costruita una serie di lampade di tre dimensioni adatta per le prove su cavi coassiali col metodo indicato e capaci di dissipare rispettivamente 5, 15, 150 W. La figura ne mostra la sezione. Di particolare interesse le saldature anulari fra vetro e metallo. L'impiego di superfici di contatto fortemente argentate, di vetro a basse perdite, di un vuoto molto spinto (vedi sistemazione del getter) di filamenti multipli e sottili, unitamente alla limitata irradiazione (la quale può essere completamente annullata chiudendo il cavo coassiale con un cappuccio che racchiuda insieme alla lampada di carico una cellula fotoelettrica per i rilievi) permette di ridurre al minimo ogni causa di errore.

Di particolare importanza è anche la vuotatura nelle prove con tensioni ad impulsi con le quali si stabiliscono

Lampada di carico per misure di potenza sulle microonde con innesto coassiale adatta per le linee corrispondenti.

alle estremità del filamento forti punte di tensione che possono ionizzare i gas residui.

Le prove possono essere eseguite correttamente fino a frequenze da 1000 a 3000 kHz.

G. D.

FATEVI SOCI DEL

RADIO CLUB PIEMONTE

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

G. DILDA: *Radioricevitori*. Levrotto & Bella, Torino, 1946. Volume di 354 pagine litografate, con 107 figure. L. 450 in Torino.

The General Radio Experimenter. XX, n. 12, maggio 1946 e XXI, n. 2 e 3, luglio e agosto 1946.

Revue Technique Philips. VIII, n. 1, 2, 3, 4 e 5, gennaio, febbraio, marzo, aprile e maggio 1946.

Alta Frequenza. XV, n. 1, marzo 1946.

Ricerca Scientifica e Ricostruzione. XVI, n. 5-6 e 7, maggio-giugno e luglio 1946.

L'Elettrotecnica. XXXIII, n. 6, 7, 8 e 9, 10-25 giugno, 10-25 luglio, 10-25 agosto e 10-25 settembre 1946.

Radio Giornale. XXIV, n. 3 e 4, maggio-giugno e luglio-agosto 1946.

Radio Bollettino Microson. N. 3, 1946.

Bollettino U.T.I. II, n. 7 e 8, luglio e settembre 1946.

Tracciati. I, n. 7, 8 e 9, luglio, agosto e settembre 1946.

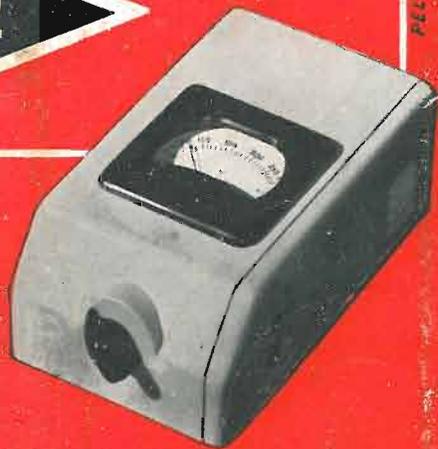
Radio Industria. X, n. 7-8-9 (Fascicolo 115-116-117).

Tecnica Elettronica. I, n. 4 e 5-6, luglio e agosto-settembre 1946.

Geofisica pura ed applicata. IX, n. 1-2, 1946.

L'Antenna. XVIII. n. 1-2, 3-4, 5-6, 7-8, 9-10, 11-12 e 13-14-15-16, gennaio, febbraio, marzo, aprile, maggio, giugno e luglio-agosto 1946.

Radio Schemi. II, n. 15-16, luglio-agosto 1946.

TIPOGRAFIA L. RATTERO. VIA MODENA 40 / TORINO

Distributori con deposito: **LIGURIA.** Ditta Crovetto / Genova. Via XX Settembre, 127 r ● **EMILIA.** Ditta D. Moneti Bologna. Via Duca d'Aosta 77 ● **LAZIO.** Soc. U.R.I.M.S. / Roma. Via Varese 5 ● **CAMPANIA e MOLISE.** Ditta D. Marini Napoli. Via Tribunali, 276 ● **PUGLIE.** Ditta Damiani Basilio / Bari. Via Trevisani, 162.